



TITLE:

極超短波勢力伝送装置に関する研究(Dissertation_全文)

AUTHOR(S):

瀧山, 敬

CITATION:

瀧山, 敬. 極超短波勢力伝送装置に関する研究. 京都大学, 1955, 工学博士

ISSUE DATE:

1955-08-02

URL:

<https://doi.org/10.14989/161915>

RIGHT:

400

極超短波勢力傳送装置 に関する研究

瀧 山 敬

極超短波勢力傳送装置に関する研究

同志社大学教授

瀧 山 敬

昭和29年10月

DOC

1955

4

電気系

目 次

内 容 梗 概	1
第 I 部 導波管による極超短波勢力傳送装置	7
第 1 章 導波管傳送装置設計に必要な基礎的事項	7
1.1. 緒 言	7
1.2. 映像パラメータによる導波管屈曲部の設計	7
1.3. 基礎立体回路の四端子網的取扱ひ	11
1.4. 立体回路の映像パラメータの測定	16
第 2 章 2 回, 3 回及び 4 回屈折導波管 E コーナーの 設計とその特性	17
2.1. 緒 言	17
2.2. n 回屈折導波管 E コーナーの設計理論	18
2.3. 4000 MC 帯での設計	21
2.4. 実験結果とその検討	28
第 3 章 2 回屈折導波管 E コーナーの広帯域化につい て	32
3.1 緒 言	32
3.2. 2 個の周波数を完全傳送する 2 回屈折コーナ ーの設計理論	32
3.2.1. 誘導性窓を配置した 2 回屈折コーナー	32
3.2.2. 容量性窓を配置した 2 回屈折コーナー	39
3.3. 2 項定理の係数に従う 2 回屈折コーナーの設 計理論	41
3.4. 4000 MC 帯での設計	45
3.5. 実験結果とその検討	48
3.6. 窓の数を増加させた影響 (近似計算による検 討)	50

3.7.	屈曲部にて並列共振させた2回屈折Eコーナー	53
第4章	4回屈折導波管Eコーナーの広帯域化について	57
4.1.	結 言	57
4.2.	2個の周波数を完全伝送する4回屈折コーナーの設計理論	57
4.3.	2項定理の係数に従う4回屈折コーナーの設計理論	61
4.4.	4000 MC 帯での設計	62
4.5.	実験結果とその検討	65
4.6.	屈折回数を变化させた影響(近似計算による検討)	66
第5章	1回屈折導波管コーナー	69
5.1.	角をきりとした1回屈折コーナーの特性(実験)	69
5.2.	導波管の幅を縮小したコーナーの特性(実験)	72
5.3.	角をきりとした2回及び3回屈折コーナーの特性(実験)	74
5.4.	3分岐対称回路を使用したコーナー	76
5.4.1.	映像パラメータの一般式	76
5.4.2.	120°直列Y分岐を使用したコーナーの設計	77
5.4.3.	120°Y分岐に関する実験結果	78
第6章	小形導波管Eベンドの特性及びEコーナーとの比較	81
6.1.	結 言	81
6.2.	映像パラメータによるEベンドの設計	81
6.3.	小形Eベンドの特性とEコーナーとの比較	83
第7章	結 言	87

第 II 部	金網導波管及び表面波線路による極超短波勢力	
	力傳送装置	89
第 8 章	金網導波管の傳送特性	89
8.1.	結 言	89
8.2.	傳播定数の測定理論とその検討	89
8.3.	実験結果とその検討	95
第 9 章	表面波線路屈曲部傳送特性の測定	101
9.1.	結 言	101
9.2.	従来 of 表面波線路損失測定方法の検討	102
9.3.	表面波線路屈曲部の四端子網的取扱ひ	107
9.4.	短絡用反射板損失の補正	113
9.5.	実 験 装 置	117
9.6.	実験結果とその検討	117
第 10 章	表面波線路屈曲部の特性改善	125
10.1.	結 言	125
10.2.	実験装置及び実験方法	125
10.3.	線路屈折の影響	128
10.4.	線路の曲り及び 2 回、3 回屈折の影響	130
10.5.	屈折部に於ける反射導体板の影響	132
10.6.	屈折部に於ける整合スタブの影響	134
10.7.	線路支持物の影響	136
10.8.	結 言	137
第 11 章	本研究の成果の要点	138
謝 辞		145
参考文献		147
附録 1	2 回屈折 E コーナーの設計 (別解)	151
附録 2	3 回屈折 E コーナーの設計 (別解)	154
附録 3	導波管窓の等價サセプタンス	157

内 容 梗 概

本論文は極超短波勢力伝送装置の曲り部分での伝送特性を改善し、優秀な伝送装置を得る爲に新しく考案した設計及び試作した装置の伝送特性に関して述べたものである。理論的解析の手段としては四端子網理論を用い、回路学的に研究を進めている。本論文の内容を述べる前に導波管の彎曲部や表面波線路に関して今日までに行はれた研究の概要を述べ、本研究の必要となった歴史的な過程を明らかにする。

導波管は Lord Rayleigh 氏の論文⁽¹⁾(1897) 以来主として電磁論の境界値問題の立場より、その性質が究明されて来た。かゝる立場より導波管彎曲部分を取扱い、その伝播定数や波動抵抗或は直線導波管との接続部に於ける反射を計算したものとしては、木原氏の詳細な数理的⁽²⁾研究があり、又 Schelkunoff 氏の著書 *Electromagnetic Waves* (1943) や M.I.T. Series 中の *Wave guide Handbook* (1951) にも断片的な解説がなされている。又矩形導波管コーナーからの反射に関しては、Rice 氏によって詳細な電磁論的⁽³⁾研究がなされている。即ち Rice 氏は等角変換を用いてコーナー部分を不均一な媒質で満たされた直線導波管に置換し、反射係数を積分方程式の解として求めている。然しかゝる電磁論取扱いのみでは、ベンドやコーナーを極超短波勢力伝送装置として実用に供し工学的に使いこなす爲には未だ不充分であり、マイクロ波通信工学の発達にともなう工学的な

1) Lord Rayleigh: On the passage of electric waves through tubes. *Phil. Mag.* 43, P.125 (1897)

2) 木原太郎: 導波管 P. 41~P. 76 修教社 (1948)

3) S. O. Rice: Reflection from Corners in Rectangular Wave Guides. *B.S.T.J.* 28 P.104 (1949)

設計が必要になるのは当然である。M.I.T. series中の *Principles of Microwave Circuits* (1948)等では、各種の立体回路が工学的に便利な回路論的に取扱はれマイクロ波工学の発展に非常に寄与しているが、かゝる電磁論的取扱いより回路論的取扱いへの進展は工学的研究の当然の成行きであらう。

最近東芝マツダ研究所の田中周三氏は矩形導波管ベンドの等価往復線路表示を試み、最適弯曲導波管の設計法を発表した。⁴⁾⁵⁾ 即ち田中氏は導波管ベンドの中心線半径が、自由空間波長の1/2波長以上になると直線区間と弯曲区間との接続部に生ずる高次姿態の電磁界は無視して設計し得る事を証明し、「曲りにそつての全長を曲りにそつての管内波長の $\sqrt{2}$ 倍にする事が最適弯曲導波管の設計の原理である。」と述べている。

一方小形な導波管弯曲部は、compactな装置を製作する際には極めて重要な問題であるが、小さな半径のベンドは製作し難く、コーナーが一般に使用されて来た。導波管コーナーとしては2回屈折コーナーと1回屈折コーナーが考えられるが前者の方が製作し易い爲に、よく使用されている。かゝるコーナーの設計は現在実験資料⁶⁾⁷⁾をもとにして製作され理論的設計は全く行はれていない状態である。かゝる現状に於て筆者が、実用的見地より導波管コーナーを始めて回路論的に取扱い、恰も低い周波数に於いて波導を設計する場合の如く、導波管コーナーの設計公式を導き、各種の高性能広帯域コーナーを新しく考案試作して、小形な導波管屈曲部の回路論的な取扱いを略々完成させた事は当然の過程である。

現在諸外国では耗波の伝送が研究せられ⁸⁾、都市間の超多重有線電

4) 田中周三：電通誌 35 P.512 (昭27-12)

5) 電気通信学会編：立体回路 下巻 P.488 コロナ社(昭27)

6) T. Moreno: *Microwave Transmission Design Data* P.165 (1948)

7) G.L. Ragon: *Microwave Transmission Circuits* (M.I.T. Series) P.203 (1948)

8) 染谷：耗波の伝送(技術展望)電通誌 36, P.508 (昭28-9)

話回線としての利用が将来期待されている。かゝる耗散伝送管としては、波長の短くなる程、減衰の減少する円形導波管での TE_{01} モードの波が利用せられるが、かゝる導波管彎曲部では TE_{01} 波の電力は次第に TM_{11} 波に変換される爲、変換損失が重要な問題となり、かゝる彎曲部の伝送特性改善が新しい問題として研究されつつあるが、日本では未だ行われていない。

次に表面波線路は1950年に G. Goubau 氏により提案されて以来、各方面で理論的実験的研究が行われて来た。特に最近 H. M. Barlow 及び A. E. Harbowski 両氏に依り Goubau 氏の理論に対して精密な実験並に検討が発表された⁽⁹⁾。一方日本では通研の後藤三男氏により Goubau 氏と異なる方法で理論的解析がなされ⁽¹⁰⁾、又実験的研究は、N. H-K 技研、東大生研、阪大産研及び筆者等によって行われて来た。然し表面波線路屈曲部の伝送特性改善に関しては未だ発表されたものがない。北大の鈴木道雄氏は筆者の実験結果に注目して表面波線路の屈曲による損失を電磁論的に解析し、屈曲部に於ける波の反射及び透過係数を求めた⁽¹²⁾。又中央大学の梅原氏は最近設計に便利な図表を発表した⁽¹³⁾。かゝる現状に於て筆者は表面波線路屈曲部を、始めて回路論的に取扱い、屈曲部の映像パラメータや四端子定数を求め、更に導波管や同軸線路にて用いられている各種の回路技術が、かゝる線路に対しては、どの程度有効に利用し得るかを実験的に明らかにした。将来表面波線路の実用に際しては、立体回路に対すると同様回路論的な取扱いが進められる必要があると筆者は考えている。

さて本論文の内容は2部11章より成り、第I部は導波管による伝送装置、第II部は金網導波管及び表面波線路による伝送装置に就い

9) G. Goubau : J. A. P. (1950-11)

10) Barlow, Harbowski : P. I. E. E. Part II, (1953-11)

11) 後藤三男 : 通研研究資料 第19号 (1951-9)

12) 鈴木道雄 : 電通誌 37 P. 33. (昭29-1)

13) 梅原忠利 : 電通誌 37 P. 425 (昭29-6)

て論じている。

第1章は、導波管伝送装置の設計に四端子網理論を適用し、影像パラメータによる伝送特性の研究に必要な基礎的事項に就いて述べ、基礎的回路の影像パラメータを計算している。

第2章は、現在実用されている2回屈折Eコーナーの理論的設計法を与え、更にその周波数特性を改善する爲に、新しく3回及び4回屈折したEコーナーを新しく考察して、その帯域幅が2回屈折コーナーの大略2倍及び3倍に改善される事を理論と実験の両面より明らかにしている。この研究により現在まで実験資料を基にして製作されていた導波管コーナーが初めて理論的に設計され、周波数特性も計算される様になった。本章の理論では屈折部にて生ずる高次姿態の電磁界の相互干渉の影響を無視した。従って周波数特性の理論値と実験値の相異を検討して相互干渉の程度を明らかにし、2回、3回及び4回屈折コーナーの設計には本章の理論が十分役立つ事を證明している。

第3章は、小形で製作し易い2回屈折Eコーナーの前後に適當な窓を配置する事により広帯域特性をもたす二、三の方法を新しく考察し、それらの設計方法を与え理論と実験の両面より詳細に特性を検討している。特に2項定理の係数に従い窓及び屈曲部を配置したコーナーは、屈曲回数は2回でありながら大略同寸法の前章にて述べた3回及び4回屈折コーナーより広帯域特性をもつ優秀なコーナーである事を明らかにしている。

第4章は、4回屈折Eコーナーの屈曲部間隔或は屈曲角を適當に変化して設計せば第2章にて設計した等間隔、等屈折角の場合の3倍或は5倍の帯域幅が得られ、高性能な超広帯域コーナーのつくられる事を理論と実験の両面より明らかにしている。

第5章は、各種の1回屈折導波管コーナーの実験資料を与え、又物理的に興味ある二、三のコーナーを試作して特性を明らかにしている。角を切りとった1回屈折或は2回、3回屈折コーナーは、適當な寸法に設計すれば、かなり良好な特性をもつ事がしめされてい

る。

第6章は、小形の導波管Eバンドの設計法及び特性を与え、大略同寸法のEコーナーとの比較検討を行い、各々の特徴を明らかにしている。

第7章は、マイクロ波通信装置にて、広帯域特性を有する小形の導波管屈曲部の必要な現状に於て、導波管コーナーの工学的な理論的設計の重要性を述べ、筆者の考案した各種のコーナーの実用に際しては、要求される目的や性能に応じて種類を決定し設計公式を適用すればよいと、第I部の結論としている。

極超短波電力伝送装置として、導波管は同軸ケーブルより極めて伝送能率のよい伝送線路であるが、*inflexibility* にて重い欠点がある。金網導波管はこの欠点を補う爲に考えられるが、その特性に関して筆者は殆ど発表されたものを知らない。又表面波線路は1950年に G. Goubau により提唱された伝送能率のよい線路であるが、その屈曲部の特性改善に関しては未だ発表されたものがない。かゝる *flexibility* をもつ極超短波伝送装置の研究を第II部に納めた。

第8章は、金網導波管の伝播定数の測定方法に関し、現在普通の導波管に用いられている二、三の方法がそのまま適用しうるか否かを論じ、金網導波管に対しては新しく提案せる影像減衰定数にて性能を表はせば便利な事を示している。かゝる各種の方法で、色々な網目の金網導波管の特性を測定し、*flexible* な屈曲部として十分実用に役立つ事を示している。

第9章は、表面波線路屈曲部の伝送特性の測定に対し、従来のも真直ぐに張られた場合の測定方法が適用しうるか否かを論じ、新しく提案せる四端子網的取扱いにより線路屈曲部の四端子定数や影像パラメータを測定せば、正確に伝送特性を表はし得る事を明らかにしている。

第10章は、表面波線路屈曲部の伝送特性改善の爲に、第I部に述べた如き導波管の技術がどの程度有効に利用しうるかを明らかにしている。

第11章は、本研究の成果を箇條書にして纏めてある。

第I部 導波管による極超短波勢力伝送装置

第I章 導波管伝送装置設計に必要な基礎的事項

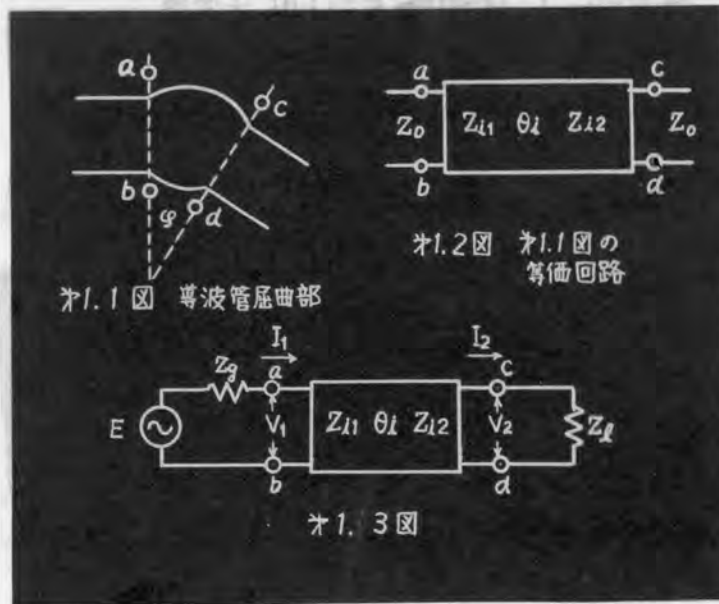
1.1. 緒言

二つの口を具えた受動的且つ直線的なる立体回路に於て、その各々の口の導波管に遮断波長の最も長い *dominant mode* のみしか存在しないとすれば、各々の口の内外へ伝播する電磁波の振幅と位相の関係を研究する数学的手段として交流回路における四端子網理論を使用すれば便利である。即ち波動概念によらず便利なインピーダンス概念により立体回路を取扱い得て理解し易い。

従って筆者は導波管伝送装置を四端子網と考え、その伝送装置の映像パラメータを計算して完全伝送の条件を求め設計の基礎とした。本章では導波管伝送装置の四端子網的取扱いに必要な二、三の基礎的事項について述べる。

1.2. 映像パラメータによる導波管屈曲部の設計⁽¹⁾⁽²⁾

第1.1図は与なる屈曲角をもつ任意の受動的且直線的なる二開口立体回路にて、その各々の口の導波管に *dominant mode* のみしか存在しないと仮定すれば、この屈曲部を四端子回路網と考え、第1.2図の如き等価回路に置きかえ得る。茲に Z_{11} , Z_{12} , θ_i は屈曲部の映像パラメータ、 Z_0 は導波管の特性インピーダンスである。第1.1図の端子面 a, b 及び c, d には電磁界の不連続の爲、



高次状態の波が存在するから、正確には $\lambda g/2$ づゝ両側に離れた場所を端子面と考える (λg は管内波長)。今第1.3図の如く電圧、電流を表せば

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{Z_{i1}}{Z_{i2}}} \cosh \theta_i & \sqrt{Z_{i1} \cdot Z_{i2}} \sinh \theta_i \\ \frac{\sinh \theta_i}{\sqrt{Z_{i1} \cdot Z_{i2}}} & \sqrt{\frac{Z_{i2}}{Z_{i1}}} \cosh \theta_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

今電源及び負荷インピーダンス Z_g 及び Z_l が共に整合して Z_0 に等しいと仮定すれば、相互インピーダンス $Z_{12} = E/I_2$ は

$$Z_{12} = \left(\sqrt{\frac{Z_{i1}}{Z_{i2}}} + \sqrt{\frac{Z_{i2}}{Z_{i1}}} \right) Z_0 \cosh \theta_i + \left(\sqrt{Z_{i1} \cdot Z_{i2}} + \frac{Z_0^2}{\sqrt{Z_{i1} \cdot Z_{i2}}} \right) \sinh \theta_i \quad (1.2)$$

と表はされる。この時回路網を通して負荷に供給される電力 P_l は

$$P_L = Z_0 |I_2|^2 = \frac{Z_0 E^2}{|Z_{12}|^2} \quad (1.3)$$

又回路網なしに電源に直接負荷を接続すれば

$$P_{max} = \frac{E^2}{4Z_0} \quad (1.4)$$

なる電力が伝送される。従って屈曲部四端子網の電力透過係数 T は

$$T = \frac{P_L}{P_{max}} = \frac{4Z_0^2}{|Z_{12}|^2} \quad (1.5)$$

にて与えられる。

今屈曲部が対称なら $Z_{11} = Z_{22} = Z_i$ となり、又無損失と仮定せば波導理論により伝送帯域では Z_i は実数、 θ_i は $j\beta_i$ と表され (1.5) 式は

$$T = \frac{1}{\cos^2 \beta_i + \frac{1}{4} \left(\frac{Z_i}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_i} \right)^2 \sin^2 \beta_i} \quad (1.6)$$

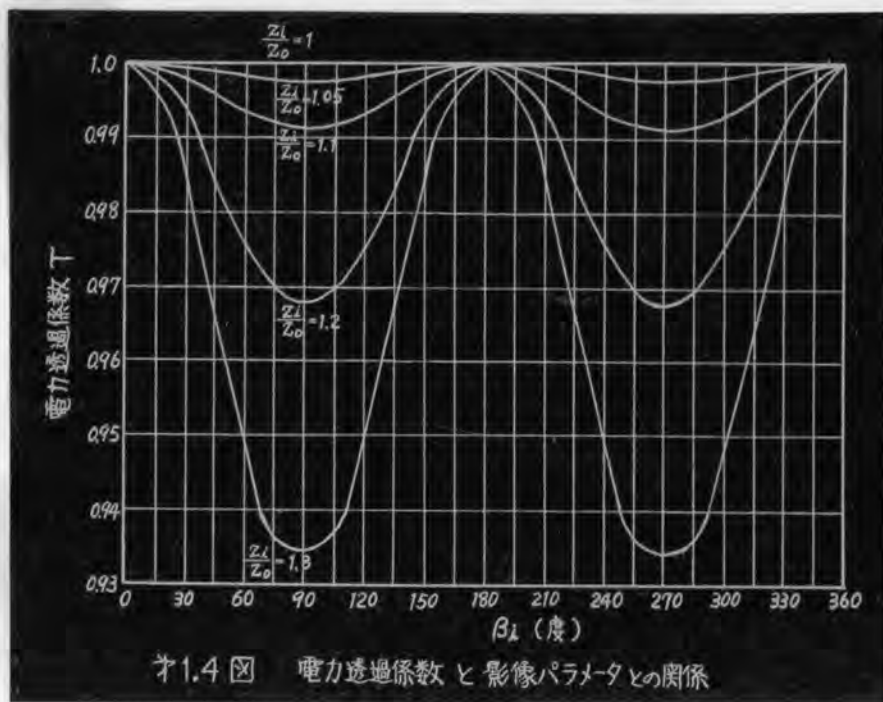
となる。(1.6) 式より $T=1$ なる完全伝送の条件を求めると

$$Z_i = Z_0 \quad (1.7)$$

$$\text{或は } \beta_i = m\pi \quad (m \text{ は整数}) \quad (1.8)$$

(1.7) 式はインピーダンス整合により電力が伝送される場合であり、(1.8) 式は屈曲部の影像インピーダンス Z_i が線路の特性インピーダンス Z_0 に等しくない場合にも、影像位相定数 β_i が π ラジアン of 整数倍ならば共振により電力が完全に伝送し得る事を示してゐる。 Z_i/Z_0 の値をパラメータにして (1.6) 式の T と β_i の関係を、導波管コーナーやバンドの設計にて実際に用い

る範囲内にて図示すれば第1.4図を得る。



オ1.4 図 電力透過係数と映像パラメータとの関係

第1.4図は屈曲部の設計や特性改善に用いて便利な曲線である。

次に減衰帯域では $\theta_i = \alpha_i + jp\pi$ (p は整数) $Z_i = jX_i$ となり(1.5)式は

$$T = \frac{1}{\cosh^2 \alpha_i + \frac{1}{4} \left(\frac{X_i}{Z_0} - \frac{Z_0}{X_i} \right)^2 \sinh^2 \alpha_i} \quad (1.9)$$

となる。(1.9)式では $T = 1$ なる完全伝送の条件は存在せず常に $T < 1$ である。

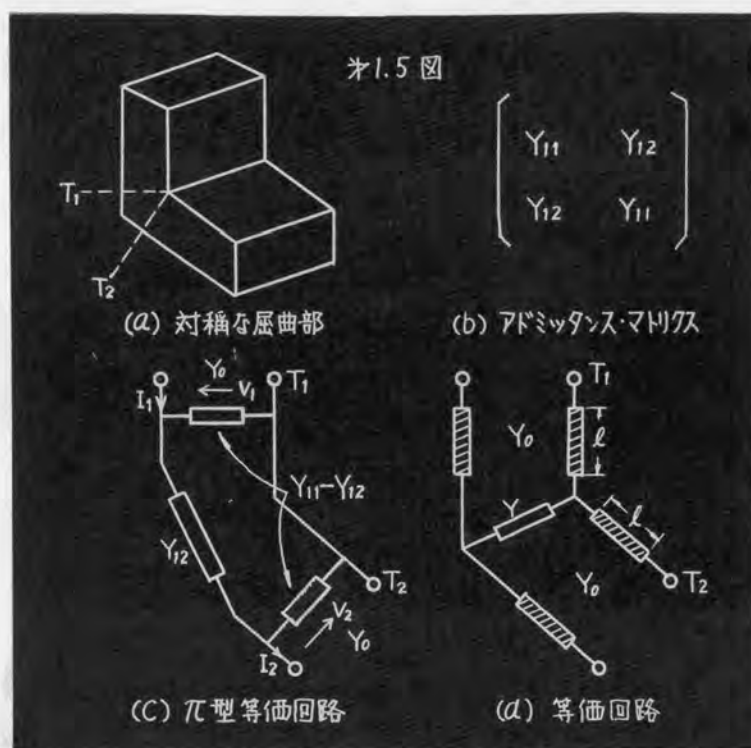
従って導波管コーナー等の屈曲部の設計は、その映像パラメータが(1.7)式或は(1.8)式を満足する様に各部の寸法を決定すればよい。一般に Z_i , θ_i は周波数の函数であるから広帯域にわたりよい周波数特性をもつ屈曲部を得る為には、その帯域にわたり(1.7)式或は(1.8)式の大體成立つ様にすればよい。

屈曲部を無損失と仮定せば、実験的に測定し得る入力側の電圧定圧波比 σ と T の間には

$$\sigma = \frac{1 + \sqrt{1 - T}}{1 - \sqrt{1 - T}} \quad (1.10)$$

なる関係がある。(1.6), (1.9) 及び (1.10) 式を用いれば、導波管屈曲部の周波数特性が計算される。

1.3. 基礎立体回路の四端子網的取扱⁽³⁾⁽⁴⁾



第1.5図(a)の如き導波管屈曲部に四端子網理論を適用すれば、各端子面の電界、磁界の関係は一般に第1.5図(b)のアドミッタンス・マトリクスで表される⁽⁵⁾。このマトリクスに対応して第

1.5図(c)のπ型等価回路が得られる。茲に Y_0 は導波管の特性波動アドミッタンス。矢印は電圧、電流の方向を示す。第1.5図(c)は(d)の如き等価回路に変換出来る⁽⁶⁾。(d)の等価回路は、(a)に示す端子面 T_1, T_2 を適当な距離 l だけ移動すれば屈曲部は、一つの並列アドミッタンス Y によって簡単に表される事を示している。

一般に不連続部を中央にもつ導波管回路は、第1.5図(d)の如き等価回路に置きかえたと取扱いが大変便利になる。かゝる導波管回路の最も簡単な一例は第1.6図(a)の如き厚みのない窓をもつもので、その等価回路は第1.6図(b)に示めされる。茲に b は窓の規準化サセプタンス。 l は導波管の長さ。第1.6図(b)の四端子回路網の特性を求めて置けば、屈曲部の設計にもそのまゝ利用出来る。

今第1.6図(b)の $ab-cd$ なる回路の規準化された四端子定数を A, B, C, D とすれば、

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cosh \frac{\theta}{2} & \sinh \frac{\theta}{2} \\ \sinh \frac{\theta}{2} & \cosh \frac{\theta}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jb & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh \frac{\theta}{2} & \sinh \frac{\theta}{2} \\ \sinh \frac{\theta}{2} & \cosh \frac{\theta}{2} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cosh \theta + \frac{jb}{2} \sinh \theta & \sinh \theta + \frac{jb}{2} (\cosh \theta - 1) \\ \sinh \theta + \frac{jb}{2} (\cosh \theta + 1) & \cosh \theta + \frac{jb}{2} \sinh \theta \end{bmatrix} \quad (1.10) \end{aligned}$$

と計算される。茲に $\theta = \gamma l$ にて γ は導波管の伝播定数である。従つて規準化影像インピーダンス Z_i/Z_0 及び影像伝播定数 θ_i は

$$\frac{Z_i}{Z_0} = \sqrt{\frac{B}{C}} = \sqrt{\frac{\sin h\theta + \frac{jb}{2}(\cosh\theta - 1)}{\sin h\theta + \frac{jb}{2}(\cosh\theta + 1)}} \quad (1.11)$$

$$\cosh\theta_i = \sqrt{AD} = \cosh\theta + \frac{jb}{2} \sinh\theta \quad (1.12)$$

$$\theta_i = \alpha_i + j\beta_i \quad (1.13)$$

と与えられる。今導波管を無損失と考えれば $\theta = j2\pi\ell/\lambda g$ (λg は管内波長) と表はされ (1.11), (1.12) 式は簡単な計算の結果次の如く書きかえられる。

$$\frac{Z_i}{Z_0} = \sqrt{\frac{2 - b \tan \frac{\pi\ell}{\lambda g}}{2 + b \cot \frac{\pi\ell}{\lambda g}}} \quad (1.14)$$

$$\cosh\theta_i = \cos \frac{2\pi\ell}{\lambda g} - \frac{b}{2} \sin \frac{2\pi\ell}{\lambda g} = u \quad (1.15)$$

(1.15) 式は常に実数値をとり、これを u と置いた。(1.13), (1.15) 式より次式を得る。

$$\alpha_i = \cosh^{-1} \left\{ \frac{\sqrt{(1+u)^2} + \sqrt{(1-u)^2}}{2} \right\} \quad (1.16)$$

$$\beta_i = \cos^{-1} \left\{ \frac{\sqrt{(1+u)^2} - \sqrt{(1-u)^2}}{2} \right\} \quad (1.17)$$

(1.16) 式にて $-1 < u < 1$ なる u の値に対しては常に

$$\alpha_i = \cosh^{-1} 1 = 0 \quad (1.18)$$

となり通過帯域を表す。 $u > 1$ 又は $u < -1$ に対しては

$$\alpha_i = \cos^{-1} |u| \quad (1.19)$$

となり減衰帯域を表す。而して遮断波長は $u=1$ 或は $u=-1$ と置いて

$$\tan\left(\frac{\pi \ell}{\lambda g}\right) = -\frac{b}{2} \quad \text{及び} \quad \tan\left(\frac{\pi \ell}{\lambda g}\right) = 0 \quad (1.20)$$

$$\text{或は} \quad \cot\left(\frac{\pi \ell}{\lambda g}\right) = \frac{b}{2} \quad \text{及び} \quad \cot\left(\frac{\pi \ell}{\lambda g}\right) = 0 \quad (1.21)$$

と求められる。(1.14)式を見れば(1.20)式、或は(1.21)式の成立する場合は影像インピーダンスは零或は無限大となる事がわかる。

次に第1.6図の出力側 cd に無反射終端を接続した時の電力透過係数 T は(1.5)式より

$$T = \frac{4Z_0^2}{|Z_{12}|^2} = \frac{4}{|A+B+C+D|^2} \quad (1.22)$$

(1.10)式の四端子定数を代入して計算せば

$$T = \frac{4}{4+b^2} \quad (1.23)$$

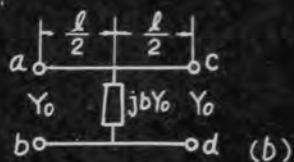
となる。(1.23)式では常に $b^2 > 0$ にて $T=1$ なる完全伝送の条件は存在しない事がわかる。

又第1.6図の如き立体回路が n 個縦続接続された場合には、影像インピーダンスは変化せず影像伝播定数 θ_n は n 倍となる。

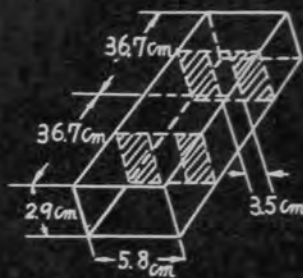
即ち

$$\theta_n = n\theta_i = n(\alpha_i + j\beta_i) \quad (1.24)$$

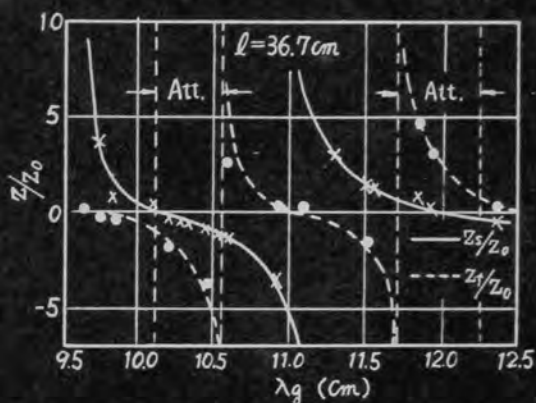
この関係は第2章の n 回屈折コーナーの設計に利用されている。



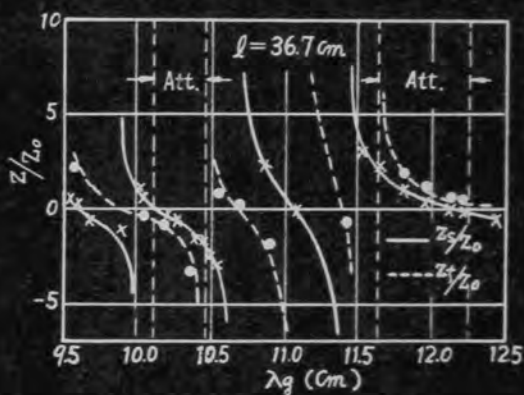
※1.6図 基礎回路



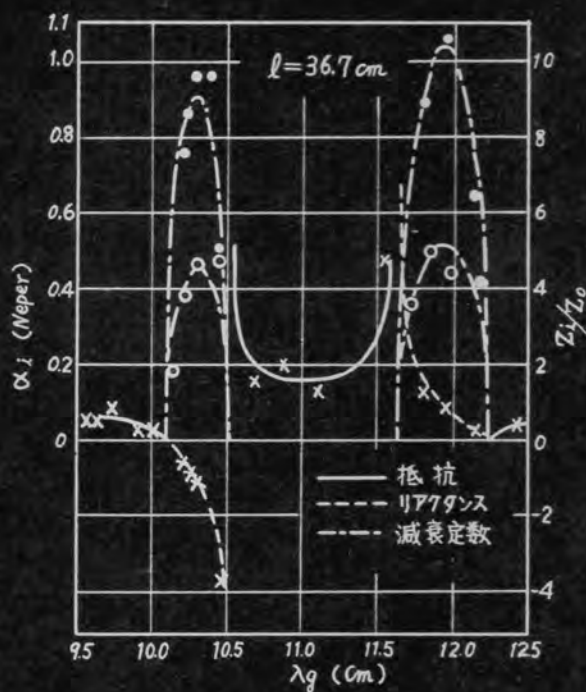
※1.7図 縦続接続の一例



※1.8図 1区劃の周波数特性(実験値)



※1.9図 ※1.7図の周波数特性(実験値)



※1.10図 ※1.7図の映像
パラメータの周波数特性

1.4 立体回路の映像パラメータの測定⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾

第 1.7 図の如き基礎回路が 2 段連続接続された場合の映像パラメータを測定し、映像インピーダンスは変化しないが映像伝播定数は 2 倍になる事を実験的に検討して見る。映像パラメータ Z_i , θ_i は短絡及び開放インピーダンス Z_s 及び Z_f を平流率検出器により測定し、次式より求める。

$$Z_i = \sqrt{Z_s \cdot Z_f} \quad (1.25)$$

$$\tanh \theta_i = \sqrt{\frac{Z_s}{Z_f}} \quad (1.26)$$

第 1.8 図は 1 区劃、第 1.9 図は 2 区劃（第 1.7 図）に対する規準化された開放及び短絡インピーダンスの周波数特性（測定値）にて Z_s と Z_f の同符号の場所は減衰帯域、異符号の場所は通過帯域となる。第 1.10 図は第 1.7 図の回路の映像パラメータの周波数特性にて曲線は理論値、×印は Z_i/Z_0 の測定値、○及び●印は夫々 1 区劃及び 2 区劃についての映像減衰定数の測定値である。第 1.10 図にて連続接続すれば映像伝播定数は丁度 2 倍になり、映像インピーダンスは変化しない事が実験的に示されている。又減衰を与える波長範囲は (1.20), (1.21) 式より管内波長にて $10.1 \sim 10.49 \text{ cm}$ 或は $11.6 \sim 12.2 \text{ cm}$ と計算され実験値とよく一致している。窓の規準化サセプタンスの値は 4000 MC にて丁度 -1 になる様設計してある。又映像パラメータの理論計算には (1.14), (1.15) 式を用いた。

以上の如き連続接続は次章の導波管コーナーの設計の外に特殊なリアクタンス減衰器の設計⁽³⁾にも利用しうる。

第2章 2回、3回及び4回屈折導管Eコーナーの設計

とその特性^{(8)~(13)}

2.1. 緒言

導波管のコーナー及びベンドの設計は現在主として実験資料をもとにして製作されている。^{(14)~(18)} 大きな半径のベンドは特性は大変すぐれているが、場所をとり且重く、小さな半径のベンドは精密

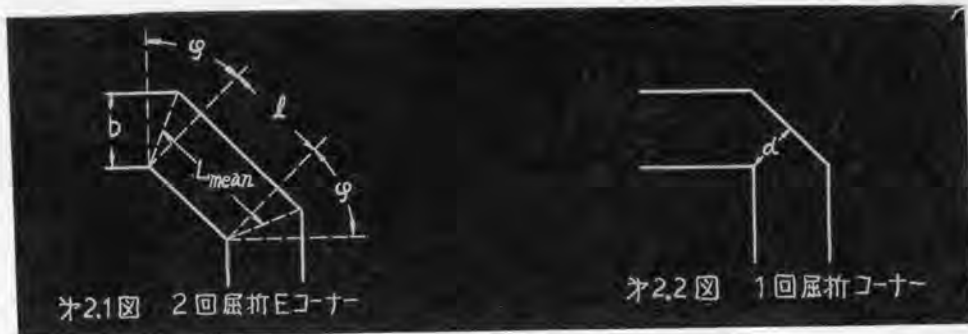


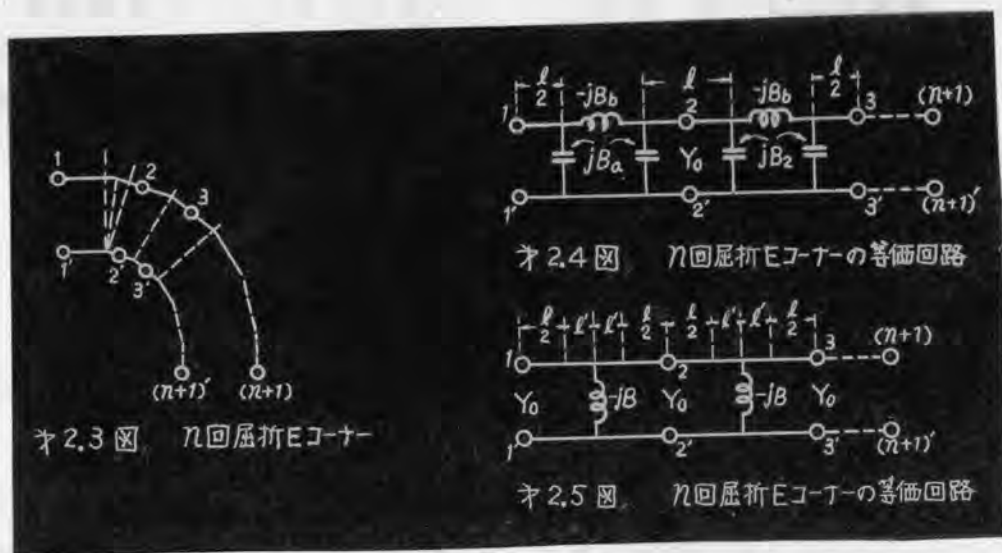
図2.2 1回屈折コーナー

に工作し難い爲、最近では第2.1図の如き2回屈折コーナーがかなりよく用いられているが周波数特性はあまり良好でない。第2.2図の如き1回屈折コーナーは特性のかなりよいものが実験的に得られているが、⁽¹⁶⁾⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾ 寸法 α の決定が難しく且伝送電力容量を低下させる欠点がある爲あまり使用されていない。筆者は2回屈折Eコーナーより更に特性がよく且小形のコーナーを得る目的で、3回及び4回屈折したEコーナーを新しく考え、それを設計する手段として影像パラメータを用いて理論的に一般的設計公式を導いた。更にその公式を用いて2回、3回及び4回屈折したEコーナーを4,000 MCにて設計試作し、その周波数特性の実験結果を理論値と比較検討してその特性を明らかにした。

研究結果によれば現在実用されている2回屈折Eコーナーは第

2.1 図の $L_{mean} = \lambda_g/4$ (λ_g は管内波長) に製作されているが、幾分長くした方が λ_g なる電波をよく通過さす事、又3回及び4回屈折Eコーナーを使用すれば小形で又回屈折コーナーより非常に周波数特性の改善される事が理論的にも実験的にも証明出来た。

2.2. n 回屈折導波管Eコーナーの設計理論



第2.3図の如き n 回屈折Eコーナーは屈折部にて生ずる高次姿態の電磁界の間の干渉を無視すれば第2.4図の等価回路に置きかえ得る。茲に jB_a , jB_b は屈曲部に於ける不連続の爲に発生する高次姿態の電磁界を意味するサスセプタンス。 Y_0 は導波管の特性アドミタンス。 ℓ は一様なる導波管の長さ。第2.4図を更に第2.5図の等価回路に置きかえると回路定数の間には

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{(B_a/Y_0)^2 + 1}{B_b/Y_0} - 2 \frac{B_a}{Y_0} \quad (2.1)$$

$$\ell' = \frac{\lambda_g}{2\pi} \cot^{-1} \left(2 \frac{B_b}{Y_0} - \frac{B_a}{Y_0} \right) \quad (2.2)$$

なる関係が成立する。第2.5図11' - 22'なる回路の規準化された四端子定数を A, B, C, D とし導波管の損失を無視すれば

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \frac{2\pi l_0}{\lambda_g} + \frac{B}{2Y_0} \sin \frac{2\pi l_0}{\lambda_g} & j \left\{ \sin \frac{2\pi l_0}{\lambda_g} - \frac{B}{Y_0} \left(\cos \frac{2\pi l_0}{\lambda_g} - 1 \right) \right\} \\ j \left\{ \sin \frac{2\pi l_0}{\lambda_g} - \frac{B}{Y_0} \left(\cos \frac{2\pi l_0}{\lambda_g} + 1 \right) \right\} & \cos \frac{2\pi l_0}{\lambda_g} + \frac{B}{2Y_0} \sin \frac{2\pi l_0}{\lambda_g} \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

茲に $l_0 = l + 2l'$ $\lambda_g =$ 管内波長

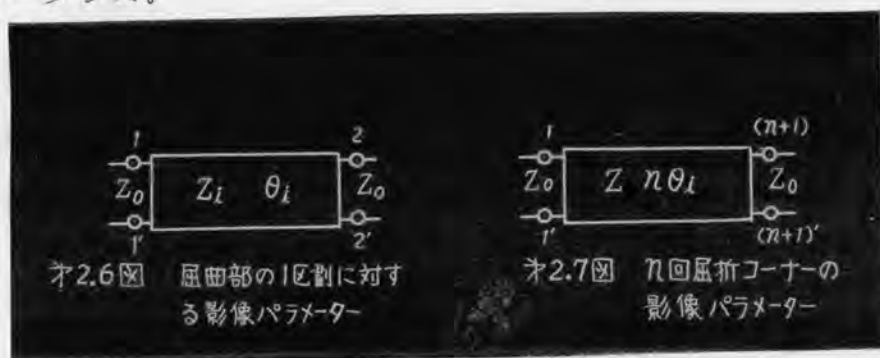
と計算され、従って規準化映像インピーダンス Z_i/Z_0 及び映像伝播定数 θ_i は

$$\frac{Z_i}{Z_0} = \sqrt{\frac{B}{C}} = \sqrt{\frac{2 + (B/Y_0) \tan(\pi l_0/\lambda_g)}{2 - (B/Y_0) \cot(\pi l_0/\lambda_g)}} \quad (2.4)$$

$$\cosh \theta_i = \sqrt{AD} = \cos(2\pi l_0/\lambda_g) + (B/2Y_0) \sin(2\pi l_0/\lambda_g) \quad (2.5)$$

$$\theta_i = \alpha_i + j\beta_i \quad (2.6)$$

となり第2.6図の等価回路となる。茲に Z_0 は導波管の特性インピーダンス。



従って n 回屈折コーナーは第2.6図の回路が n 個連続接続された場合となり、第2.7図の如く映像インピーダンスは変化せず映像伝播定数は n 倍となる。即ち n 回屈折コーナーの映像伝播定数 θ_n

は

$$\theta_n = n\theta_i = n(\alpha_i + j\beta_i) \quad (2.7)$$

今第2.7図の n 面屈折コーナーの出力側に無反射終端を接続した時の電力透過係数 T は規準化された相互インピーダンス Z_{12} を用いて

$$T = 4/|Z_{12}|^2 \quad (2.8)$$

$$\text{茲に} \quad Z_{12} = 2 \cos k n \theta_i + \left[\left(\frac{Z_i}{Z_o} \right) + \left(\frac{Z_o}{Z_i} \right) \right] \sin k n \theta_i \quad (2.9)$$

波導理論により伝送帯域では Z_i は実数、 θ_i は $j\beta_i$ と表わされ(2.8)式は

$$T = \frac{1}{\cos^2 n\beta_i + \frac{1}{4} \left(\frac{Z_i}{Z_o} + \frac{Z_o}{Z_i} \right)^2 \sin^2 n\beta_i} \quad (2.10)$$

となる。今 $Z_i/Z_o = \xi$, $(\xi + \frac{1}{\xi})^2/4 = \varepsilon$

と置けば(2.4)式より ε は決して1にならないから ε は常に1と異なる正の実数となり、 $T=1$ なる条件を求めると

$$n\beta_i = m\pi \quad (m = \text{整数}) \quad (2.11)$$

となる。但し $m/n = g$ (g は整数)、即ち $\beta_i = g\pi$ の時は(2.4)(2.5)式より ε は零或は無限大となり【第1.2節(1.20)及び(1.21)式参照】従って ε は無限大となるから取除く必要がある。次に減衰帯域では $\theta_i = \alpha_i + jp\pi$ (p は整数), $Z_i = jX_i$ となり

$$T = \frac{1}{\cosh^2 n\alpha_i + \frac{1}{4} \left(\frac{X_i}{Z_o} - \frac{Z_o}{X_i} \right)^2 \sinh^2 n\alpha_i} \quad (2.12)$$

と表わされ $T=1$ なる条件は存在せず常に $T<1$ である。

(2.11)式の条件に(2.5)式を代入せば

$$n\beta_i = n \cos^{-1} \left[\cos\left(\frac{2\pi l_0}{\lambda_g}\right) + \left(\frac{B}{2Y_0}\right) \sin\left(\frac{2\pi l_0}{\lambda_g}\right) \right] = m\pi \quad (2.13)$$

(2.13) 式をとけば

$$\left(1 + \cos \frac{m\pi}{n}\right) \tan^2 \frac{\pi l_0}{\lambda_g} - \frac{B}{Y_0} \tan \frac{\pi l_0}{\lambda_g} - \left(1 - \cos \frac{m\pi}{n}\right) = 0$$

従って

$$l_0 = \frac{\lambda_g}{\pi} \tan^{-1} \frac{\left(\frac{B}{Y_0}\right) \pm \sqrt{\left(\frac{B}{Y_0}\right)^2 + 4\left[1 - \cos^2\left(\frac{m\pi}{n}\right)\right]}}{2\left[1 - \cos\left(\frac{m\pi}{n}\right)\right]} \quad (2.14)$$

従って最適平均長 L_{mean} の値は第2.3図を参照して

$$L_{mean} = l + b \tan(\varphi/2) = l_0 - 2l' + b \tan(\varphi/2) \quad (2.15)$$

(2.15) 式にて b は導波管の高さ, φ は一区割当りの屈曲角, l_0 の値は (2.14) 式をとるが $m \neq 0$ 。 (2.14) 式を見れば完全伝送の条件を満足する l_0 の値は無数に存在するが実用上の立場より小形な2回, 3回及び4回屈折コーナーをつくるには

$$l_0 = \frac{\lambda_g}{\pi} \tan^{-1} \frac{\left(\frac{B}{Y_0}\right) + \sqrt{\left(\frac{B}{Y_0}\right)^2 + 4\left[1 - \cos^2\left(\frac{\pi}{n}\right)\right]}}{2\left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{n}\right)\right]} \quad (2.16)$$

として逆正切函数の値として第1象限の角をとる。かくして設計されたコーナーの周波数特性は (2.4), (2.5) 式により影像パラメータを計算し, これを (2.10) 又は (2.12) 式に代入して求められる。
更に (1.10) 式に代入し

2.3. 4,000 MC 帯での設計

前節の理論を用い $29 \times 58 \text{ mm}$ なる 4000 MC 用規格導波管に対して2回, 3回及び4回屈折コーナーを設計すれば第2.1表と

$$(1.2.2) \quad \text{...} = \left[\left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2 \right] \cdot \pi = \pi$$

したがって (1.2)

$$= \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} = 1$$

すなわち

$$\frac{((2^m - 1) + (2^m - 1)) \cdot (2^m - 1)}{(2^m - 1) \cdot (2^m - 1)} = 1$$

すなわち (1.2) の右辺は 1 に等しい。以上より (1.2) は成り立つ。

$$(1.2.3) \quad \text{...} = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} = 1$$

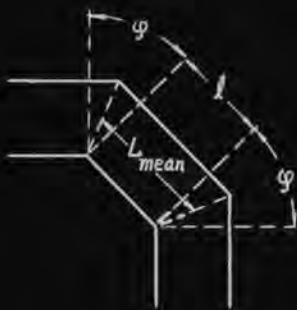
以上より (1.2) の右辺は 1 に等しい。以上より (1.2) は成り立つ。
 (1.2.3) の右辺は 1 に等しい。以上より (1.2.3) は成り立つ。
 (1.2.4) の右辺は 1 に等しい。以上より (1.2.4) は成り立つ。

$$(1.2.5) \quad \text{...} = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} = 1$$

以上より (1.2) の右辺は 1 に等しい。以上より (1.2) は成り立つ。
 (1.2.5) の右辺は 1 に等しい。以上より (1.2.5) は成り立つ。
 (1.2.6) の右辺は 1 に等しい。以上より (1.2.6) は成り立つ。

以上より (1.2) の右辺は 1 に等しい。以上より (1.2) は成り立つ。

以上より (1.2) の右辺は 1 に等しい。以上より (1.2) は成り立つ。
 (1.2.7) の右辺は 1 に等しい。以上より (1.2.7) は成り立つ。



n	φ	m	l_0 (cm)	l (cm)	L_{mean} (cm)	$\frac{B}{Y_0}$	l' (cm)
2	45°	1	2.640	1.362	2.562	0.233	0.639
3	30°	1	1.723	0.915	1.692	0.104	0.404
3	30°	2	3.357	2.549	3.326	0.104	0.404
4	22.5°	1	1.276	0.688	1.265	0.06	0.294
4	22.5°	2	2.505	1.917	2.494	0.06	0.294
4	22.5°	3	3.733	3.145	3.722	0.06	0.294

表2.1 4000 MC での n 回屈折 E コーナーの設計

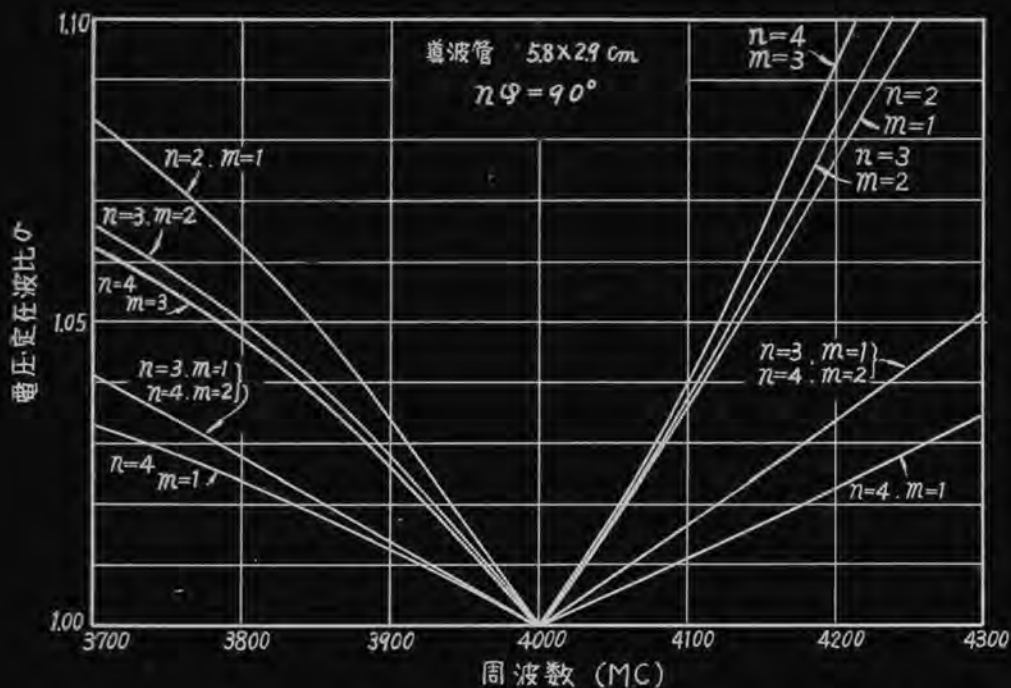


図2.9 n 回屈折 E コーナーの周波数特性 (理論計算値)



図2.8 試作した n 回屈折コーナー

$n=2$, $\varphi=45^\circ$, $m=1$ なる 2 回屈折
 $n=3$, $\varphi=30^\circ$, $m=1$ なる 3 回屈折
 $n=4$, $\varphi=22.5^\circ$, $m=1$ なる 4 回屈折
 $n=4$, $\varphi=22.5^\circ$, $m=2$ なる 4 回屈折

$f(\text{MC})$	$\lambda_g(\text{cm})$	$\frac{B_a}{Y_0}$	$\frac{B_b}{Y_0}$	$\frac{B}{Y_0}$	$l'(\text{cm})$
3600	11.979	0.246 \pm	1.590 \pm	0.173 \pm	0.626 \pm
3700	11.324	0.261 \pm	1.503 \pm	0.188 \pm	0.629 \pm
3800	10.766	0.274 \pm	1.429 \pm	0.202 \pm	0.632 \pm
3900	10.277	0.287 \pm	1.364 \pm	0.217 \pm	0.635 \pm
4000	9.832	0.300 \pm	1.305 \pm	0.233 \pm	0.639 \pm
4100	9.432	0.313 \pm	1.252 \pm	0.249 \pm	0.642 \pm
4200	9.059	0.326 \pm	1.203 \pm	0.266 \pm	0.646 \pm
4300	8.739	0.338 \pm	1.160 \pm	0.283 \pm	0.649 \pm

表2.2 1回屈折Eコーナーの等価回路定数
導波管 $29 \times 58 \text{ mm}$

$\lambda_g(\text{cm})$	$\frac{B}{Y_0}$	$l'(\text{cm})$	$l_0(\text{cm})$	T	σ
12	0.172	0.625	2.612	0.9973	1.108
11	0.195	0.631	2.624	0.9989	1.068
10	0.226	0.638	2.638	0.9999	1.020
9.832	0.233	0.639	2.640	1.0000	1.000
9	0.269	0.647	2.656	0.9984	1.083

表2.3 2回屈折Eコーナーの周波数特性
 $n=2$, $m=1$, $\varphi=45^\circ$, $L_{\text{mean}}=2.562 \text{ cm}$.
 $B_a/Y_0 \cdot \lambda_g/2b=0.51$, $B_b/Y_0 \cdot b/\lambda_g=0.385$,

$f(\text{MC})$	$\frac{B}{Y_0}$	$l'(\text{cm})$	$l_0(\text{cm})$	T	σ
3700	0.084	0.400	1.715	0.99955	1.043
3800	0.091	0.402	1.719	0.99978	1.028
3900	0.097	0.402	1.719	0.99995	1.014
4000	0.104	0.404	1.723	1.0000	1.000
4100	0.110	0.405	1.725	0.99994	1.016
4200	0.117	0.406	1.727	0.99971	1.035
4300	0.122	0.407	1.729	0.99935	1.052

表2.4 3回屈折Eコーナーの周波数特性
 $n=3$, $m=1$, $\varphi=30^\circ$, $L_{\text{mean}}=1.692 \text{ cm}$.
 $B_a/Y_0 \cdot \lambda_g/2b=0.355$, $B_b/Y_0 \cdot b/\lambda_g=0.59$,

$f(\text{MC})$	$\frac{B}{Y_0}$	$l'(\text{cm})$	$l_0(\text{cm})$	$\frac{Z_l}{Z_0}$	$\cosh \theta_l$	$4\beta_l$	T	σ
3700	0.050	0.292	1.272	1.0405	0.7772	155.9°	0.99973	1.033
3800	0.054	0.293	1.274	1.0419	0.7542	164.1°	0.99987	1.023
3900	0.057	0.293	1.274	1.0427	0.7316	171.8°	0.99996	1.013
4000	0.060	0.294	1.276	1.0433	0.7073	180.0°	1.00000	1.000
4100	0.063	0.294	1.276	1.0441	0.6836	187.4°	0.99997	1.011
4200	0.066	0.295	1.278	1.0448	0.6577	195.4°	0.99986	1.023
4300	0.070	0.295	1.278	1.0464	0.6345	202.4°	0.99970	1.035

※2.5表 4回屈折Eコーナーの周波数特性
 $n=4$, $m=1$, $\varphi=22.5^\circ$, $l=0.688\text{cm}$, $L_{\text{mean}}=1.265\text{cm}$,
 $Ba/Y_0 \cdot \lambda g/2b=0.27$, $Bb/Y_0 \cdot b/\lambda g=0.8$,

$f(\text{MC})$	$\frac{B}{Y_0}$	$l'(\text{cm})$	$l_0(\text{cm})$	$\frac{Z_l}{Z_0}$	$\cosh \theta_l$	$4\beta_l$	T	σ
3700	0.050	0.292	2.501	1.0259	0.2066	312.2°	0.99964	1.039
3800	0.054	0.293	2.503	1.0276	0.1365	328.5°	0.99980	1.028
3900	0.057	0.293	2.503	1.0290	0.0689	344.1°	0.99994	1.015
4000	0.060	0.294	2.505	1.0307	0.0000	360.0°	1.00000	1.000
4100	0.063	0.294	2.505	1.0321	-0.0661	375.1°	0.99993	1.011
4200	0.066	0.295	2.507	1.0339	-0.1346	382.9°	0.99971	1.035
4300	0.070	0.295	2.507	1.0363	-0.1955	404.2°	0.99938	1.051

※2.6表 4回屈折Eコーナーの周波数特性
 $n=4$, $m=2$, $\varphi=22.5^\circ$, $l=1.917\text{cm}$, $L_{\text{mean}}=2.494\text{cm}$,
 $Ba/Y_0 \cdot \lambda g/2b=0.27$, $Bb/Y_0 \cdot b/\lambda g=0.8$,

$f(\text{MC})$	$\frac{B}{Y_0}$	$l'(\text{cm})$	$l_0(\text{cm})$	$\frac{Z_l}{Z_0}$	$\cosh \theta_l$	$4\beta_l$	T	σ
3700	0.050	0.292	3.729	1.0285	-0.4559	468.5°	0.99929	1.055
3800	0.054	0.293	3.731	1.0328	-0.5479	492.9°	0.99944	1.049
3900	0.057	0.293	3.731	1.0377	-0.6389	518.8°	0.99982	1.022
4000	0.060	0.294	3.733	1.0433	-0.7071	540.0°	1.00000	1.000
4100	0.063	0.294	3.733	1.0510	-0.7740	563.1°	0.99962	1.049
4200	0.066	0.295	3.736	1.0626	-0.8346	586.3°	0.99807	1.092
4300	0.070	0.295	3.735	1.0781	-0.8824	607.7°	0.99516	1.149

※2.7表 4回屈折Eコーナーの周波数特性
 $n=4$, $m=3$, $\varphi=22.5^\circ$, $l=3.145\text{cm}$, $L_{\text{mean}}=3.722\text{cm}$,
 $Ba/Y_0 \cdot \lambda g/2b=0.27$, $Bb/Y_0 \cdot b/\lambda g=0.8$,

なる。等価回路定数 B_a, B_b には *Wave guide Handbook* の理論値⁽¹⁹⁾を用いた。第2.1表にて $n=2, m=1$ は現用されている2面屈折コーナーを意味し、一般に使用されている寸法である $\lambda_g/4 = 2.458\text{ cm}$ より 1 mm 長くせねばならない。第2.8図は第2.1表の寸法に従い試作したEコーナーを示す。

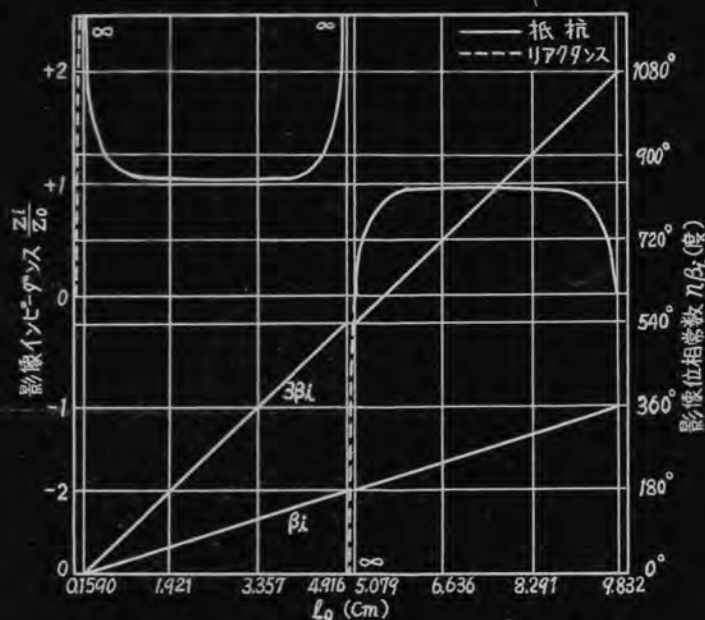
次にかゝるコーナーの周波数特性を計算すれば第2.9図となる。理論計算値は第2.2表, 2.3表, 2.4表, 2.5表, 2.6表及び2.7表に示す。第2.9図にて $4,000\text{ MC}$ を中心として周波数の高い側の方が電圧定在波比 σ の値が大きくなる理由は、屈曲部の不連続を意味するサセプタンス B/Y_0 の値が周波数が高くなる程大きくなり、従って屈曲部での反射波の振幅が大きくなるからである。又 $n=3, m=1$ なる3面屈折コーナーと $n=4, m=2$ なる4面屈折コーナーの特性が一致した理由は、4面屈折コーナーは3面屈折コーナーより各屈曲部での反射波の振幅の小さい点は特性を良好ならしめるに對し、屈曲部間の平均長 L_{mean} が長い為、周波数の変化に對して各反射波の位相の変化が大きく、反射波が相殺し難くなる点は特性を悪くし、この両者が丁度同程度である為と考えられる。又若し $3,800 \sim 4,200\text{ MC}$ の帯域内にて最も定在波比 σ を小さくするには完全伝送を行う周波数を $4,000\text{ MC}$ より幾分(約 20 MC) 高い側へ選べばよい事がわかる。例へば2.9図にて $n=3, m=1$ なるコーナーは 3800 MC にて $\sigma=1.028$, 4200 MC にて $\sigma=1.035$ であるが、若し 4020 MC を完全伝送させる様に(2.16)式より設計すれば $3800 \sim 4200\text{ MC}$ にて σ を 1.031 以下に保つ事が出来る。而してこの場合の L_{mean} の値は 1.68 cm にえらばよい。又2面屈折コーナーでは 4025 MC にて設計せば 3800 及び 4200 MC での σ の理論値を共に 1.068 におさえる事が出来て広帯域性となし得る。この場合の L_{mean} の値は 2.536 cm にえらばよい。第2.10図は3面屈折コーナーの影像パラメータの特性にて、周波数を 4000 MC 一定として、 $\ell_0 = \ell + 2\ell'$ の函数として(2.4)式より Z_i/Z_0 を、(2.5),

(2.6), (2.7) 式より β_i 及び $3\beta_i$ を曲線にえがいたものである。 $3\beta_i$ が π の整数倍, 即ち (2.11) 式の条件を満足し且 $Z_{i/2}$ が零或は無限大にならないならその ℓ_0 の値は完全伝送の条件を満足する。又第 2.10 図より 1 区劃の屈曲部のみでは完全伝送の条件は絶対に存在しない事もわかる。第 2.11 図は導波管屈曲部の等価回路定数を 4000 MC にて屈曲角の函数として曲線にえがいたものである。第 2.11 図の値を用い $n=2$ $m=1$ なる 2 回屈折

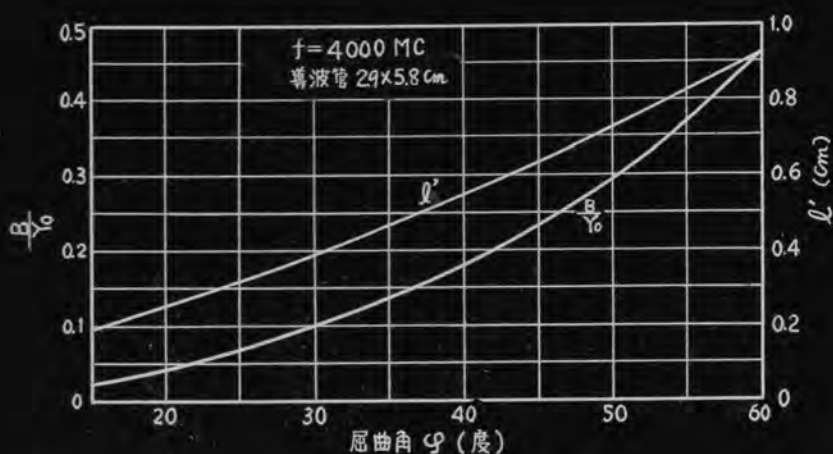
2φ (度)	$\frac{B}{Y_0}$	ℓ' (cm)	ℓ_0 (cm)	ℓ (cm)	L_{mean} (cm)
30	0.022	0.186	2.47	2.098	2.480
40	0.040	0.257	2.49	1.986	2.498
60	0.104	0.404	2.54	1.732	2.508
70	0.126	0.470	2.56	1.620	2.534
80	0.183	0.557	2.60	1.486	2.542
90	0.233	0.639	2.64	1.362	2.562
100	0.285	0.721	2.68	1.238	2.590
120	0.459	0.925	2.81	0.960	2.634

※2.8表 4000MC に於ける各種屈曲角の 2 回屈折 E コーナーの設計

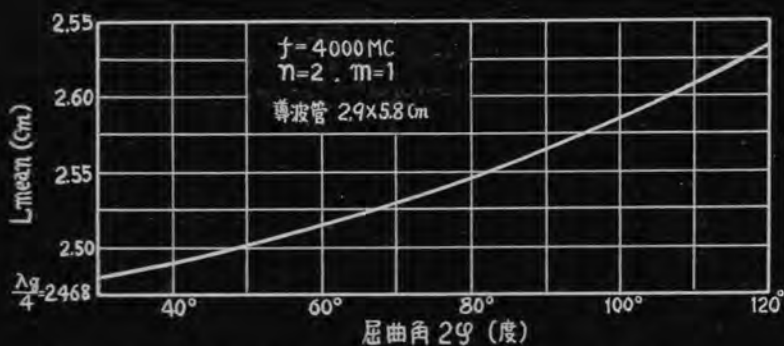
E コーナーの各種の屈曲角に対する最適平均長 L_{mean} を (2.15), (2.16) 式により計算し, 曲線にえがけば第 2.12 図及び第 2.8 表を得る。第 2.12 図より 4000 MC を伝送させるには $L_{mean} = \lambda g/4$ より幾分長くした方がよい事がわかる。



オ2.10図 3回屈折Eコーナーの影像パラメーターの特性



オ2.11図 導波管屈曲部の等価回路定数 (Eコーナー)



オ2.12図 2回屈折Eコーナーの屈曲角と最適平均長の関係

2.4. 実験結果とその検討

第2.13図は2面屈折コーナーの特性の実験結果である。曲線Ⅰ, Ⅱ, Ⅲは島田理化工業の御厚意による。曲線ⅠとⅠ'は現在実用されている $L_{mean} = \lambda g/4$ に製作されたコーナーの特性で4200 MC 附近で良好な特性を示している。即ち4000 MC 帯のコーナーとしては設計が不適当にて、平均長を約1mm 長くせねばならぬ事がわかる。第2.14図, 第2.15図, 第2.16図は第2.1表にて設計試作した第2.8図の如き3面及び4面屈折したEコーナーの実験結果である。実験結果より電圧定在波比の $\rho < 1.05$ なる帯域幅 Δf MC を表にせば第2.9表を得る。第2.9表を検討して次の結論を得る。

n	m	全平均長 (cm)	Δf (MC)		$\Delta f/4000$ 実験値(%)
			理論値	実験値	
2	1	3.763	280	200	5
3	1	4.161	650	460	11.5
3	2	7.429	330	—	—
4	1	4.272	850	540	13.5
4	2	7.959	650	660	16.5

第2.9表 $\rho < 1.05$ とするEコーナーの帯域幅
(4000 MC帯)

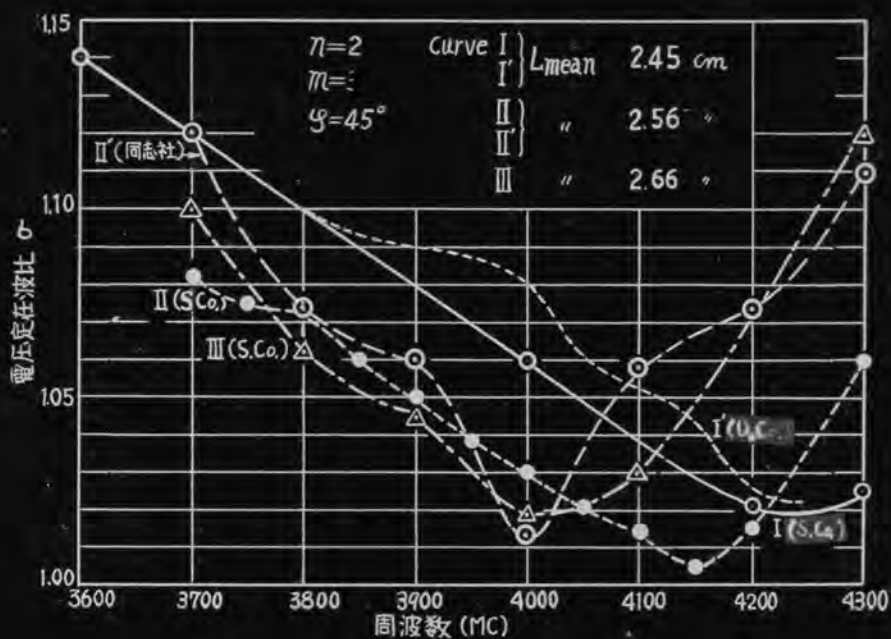


図2.13 2回屈折Eコーナーの周波数特性 (実験値)
 $n=2$, $m=1$, $\varphi=45^\circ$

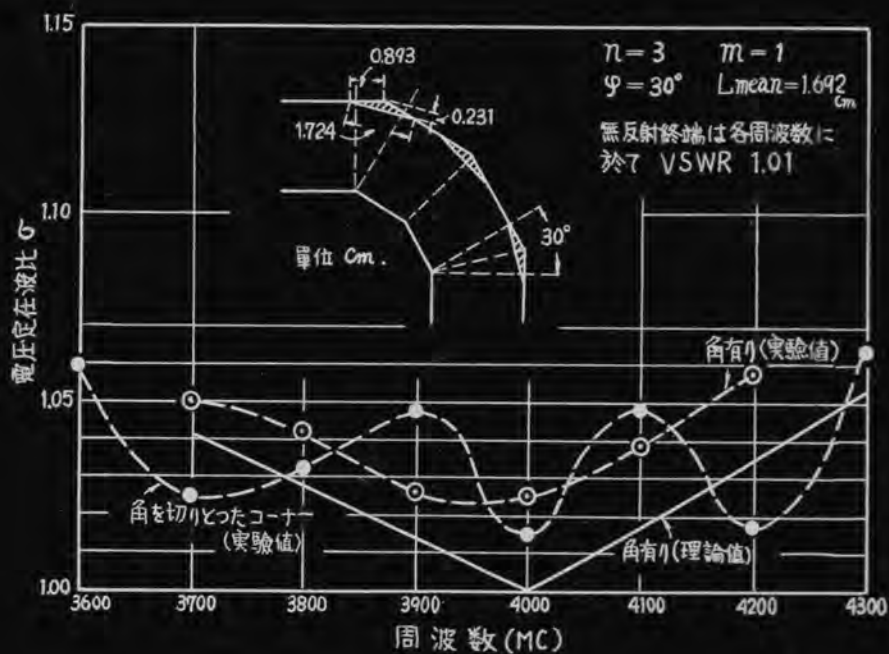
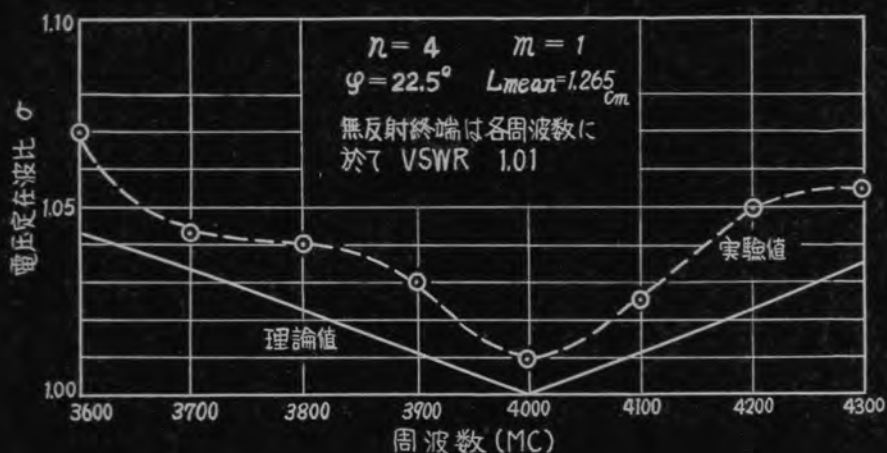
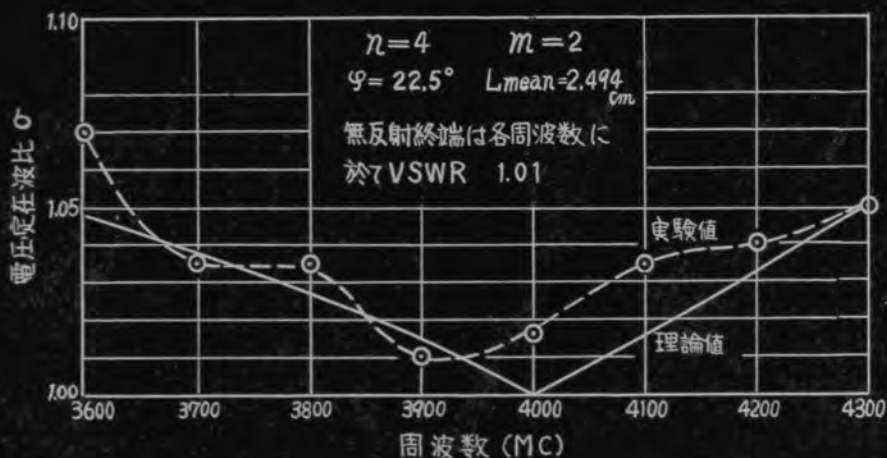


図2.14 3回屈折Eコーナーの周波数特性
 $n=3$, $m=1$



2.15図 4回屈折Eコーナーの周波数特性
 $n = 4$, $m = 1$



2.16図 4回屈折Eコーナーの周波数特性
 $n = 4$, $m = 2$

(a) 3回及び4回屈折コーナーの性能は2回屈折コーナーよりかなり改善される。

(b) $m=1$ として n を増すと L_{mean} が段々小さくなり屈曲部に於ける高次姿態の電磁界が干渉する爲、実験値は相互干渉を無視した理論値より段々離れて、理論値の如く性能は向上しない。従って $m=1$ の場合 n を4以上にするもあまり特性の改善は期待出来ない。

(c) $m=2$ とせば $n=4$ なる4回屈折コーナーにても高次姿態の電磁界の干渉の影響は殆んどなく、実験値は理論値とよく一致するがコーナーの特徴である小形の利点が失われる。従って m の値は成可く1にえらび小形とすべきであり、又 n を4より大にする事は工作が段々面倒になり望ましくない。

(d) $n=3$, $m=1$ なる3回屈折コーナーは $n=3$, $m=2$ より大きさが小さいのみならず特性もすぐれている。

(e) $n=4$, $m=1$ なるコーナーは $n=4$, $m=2$ より幾分性能は劣るが大きさを考慮すれば $m=1$ の方が実用的価値がある。

(f) (2.14), (2.15), (2.16) 式は高次姿態の電磁界の間の干渉を無視して導いた式であるが, $n=2, 3, 4$ の場合はよく設計周波数に対する最適平均長を与え十分に実用に役立ち得る。

第3章 2回屈折導波管Eコーナーの広帯域化について⁽²⁰⁾

3.1. 結 言

第3.1図の如き2回屈折Eコーナーは小形で製作し易い爲、かなり実用されているが周波数特性はあまり良好でない。筆者は小形で特性のよい屈曲部を得る目的で3回及び4回屈折したEコーナーを前章にて設計試作し2回屈折コーナーに比しかなり特性の改善される事を明らかにした。然し屈折回数を増せば工作が困難になるから、本章では屈折回数は2回とし、その前後に適当な窓を配置する事により、広帯域特性をもたす2つの方法を新しく提案し理論と実験の両面よりの考察を行った。



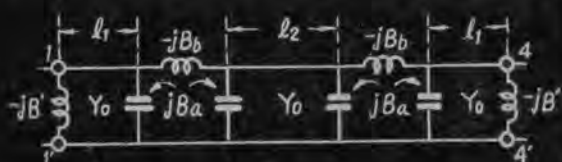
その一つは、任意の2個の周波数を完全伝送さす様に窓を配置したコーナーであり、他は方向性結合器にて結合窓の結合係数を2項定理の係数に従い配置して、広帯域特性とするのと同じ原理をコーナーに適用して設計したものである。後者の方法によって、屈折回数は2回でありながら大略同寸法の3回及び4回屈折コーナーより広帯域特性を与える事が出来、小形で製作し易い利点とあいまって、実用に役立つ優秀なコーナーと考えられる。

3.2. 2個の周波数を完全伝送する2回屈折コーナーの設計理論⁽²¹⁾⁽²²⁾

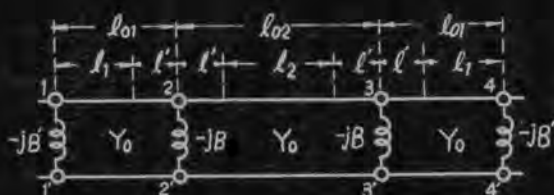
3.2.1. 誘導性窓を配置した2回屈折Eコーナー



オ3.2図 誘導性窓によつて2個の周波数を完全伝送するコーナー



オ3.3図 オ3.2図の等価回路



オ3.4図 オ3.3図の等価回路

第3.2図の如く2回屈折コーナーの前後に同一の誘導性窓を配置した対称型コーナーを考える。 f_1 なる周波数に対しては11'なる端子面の窓と22'なる屈曲部による反射波が互に相殺する様、窓の寸法と L_{mean1} なる平均長を設計する。次に f_2 なる周波数に対しては、11'-22'なる四端子立体回路と33'-44'なる回路による反射波が、丁度相殺する様 L_{mean2} なる平均長を設計すれば、このコーナーは f_1, f_2 なる二つの周波数を完全伝送する広帯域特性をもつ事になる。

第3.2図を等価回路に置きかえると第3.3図となる。茲に jB_a, jB_b は屈曲部に於ける不連続の爲に発生する高次変態の電磁界を意味するサセプタンス。 jB' は窓の等価サセプタンス。 Y_0 は導波管の特性アドミッタンス。 l_1, l_2 は一様なる導波管の長さ。第3.3図を更に第3.4図に置きかえると、回路定数の間には

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{(B_a/Y_0)^2 + 1}{(B_b/Y_0)} - 2 \frac{B_a}{Y_0} \quad (3.1)$$

$$\ell' = \frac{\lambda g}{2\pi} \cot^{-1} \left(2 \frac{Bb}{Y_0} - \frac{Ba}{Y_0} \right) \quad (3.2)$$

なる関係が成立する。

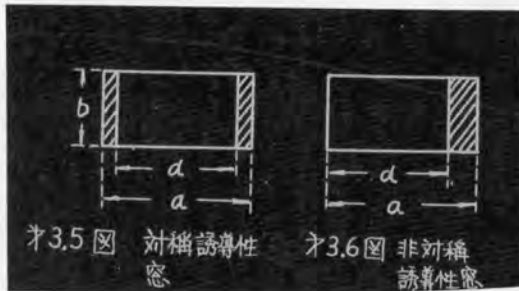
先づ f_1 なる周波数に対して

$$\left(\frac{B'}{Y_0} \right)_{f_1} = \left(\frac{B}{Y_0} \right)_{f_1} \quad (3.3)$$

なる如く窓の寸法 d を設計する。

若し第 3.5 図の如き対称窓を用いると

$$\left(\frac{B'}{Y_0} \right) \cong \left(\frac{\lambda g}{a} \right) \cot^2 \left(\frac{\pi d}{2a} \right) \quad (3.4)$$



第 3.6 図の如き非対称窓を用いると

$$\frac{B'}{Y_0} \cong \left(\frac{\lambda g}{a} \right) \cot^2 \left(\frac{\pi d}{2a} \right) \left\{ 1 + \operatorname{cosec}^2 \left(\frac{\pi d}{2a} \right) \right\} \quad (3.5)$$

(3.4), (3.5) 式より誘導性窓に対しては

$$\frac{B'}{Y_0} \cong C' \lambda g \quad (3.6)$$

なる表式が成立する。茲に C' は波長に無関係に窓の寸法よりさまる定数。 λg は管内波長。従って (3.3), (3.6) 式より C' は

$$C' = \left(\frac{B}{Y_0} \right)_{f_1} / \lambda g_1 \quad (3.7)$$

なる値をとる。 λg_1 は f_1 に対する管内波長。この時 f_1 が $11'-22'$ を完全伝送する条件を求めると

$$l_{01} = \left(\frac{\lambda g_1}{2\pi} \right) \tan^{-1} \left(-2Y_0/B \right)_{f_1} \quad (3.8)$$

$$\text{茲に } l_{01} = l_1 + l'$$

従って第3.2図の最適平均長 L_{mean1} の値は

$$\begin{aligned} L_{mean1} &= l_1 + \frac{b}{2} \tan \frac{\varphi}{2} \\ &= \frac{\lambda g_1}{2\pi} \tan^{-1} \left(-2 \frac{Y_0}{B} \right)_{f_1} - l'_f + \frac{b}{2} \tan \frac{\varphi}{2} \end{aligned} \quad (3.9)$$

茲に、 b は導波管の高さ。 φ は第3.2図の屈曲角。 l' は(3.2)式よりきまる値で周波数及び導波管屈曲部の寸法の函数。

次に任意の周波数に対して $11'-22'$ の規準化された四端子定数を求めると

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -jB/Y_0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & j \sin \theta \\ j \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -jB/Y_0 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos \theta + (B/Y_0) \sin \theta & j \sin \theta \\ j \left\{ \sin \theta \left(1 - \frac{B'}{Y_0} \cdot \frac{B}{Y_0} \right) - \cos \theta \left(\frac{B'}{Y_0} + \frac{B}{Y_0} \right) \right\} & \cos \theta + (B'/Y_0) \sin \theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$\text{茲に } \theta = 2\pi l_{01} / \lambda g \quad (3.11)$$

従って影像インピーダンス Z_{i1} , Z_{i2} 及び影像伝播定数 θ_i は

$$\frac{Z_{i1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{AB}{CD}} = \sqrt{\frac{\sin \theta \{ \cos \theta + (B/Y_0) \sin \theta \}}{\{ \cos \theta + (B'/Y_0) \sin \theta \} \{ \sin \theta (1 - B'/Y_0 \cdot B/Y_0) - \cos \theta (B'/Y_0 + B/Y_0) \}}}$$

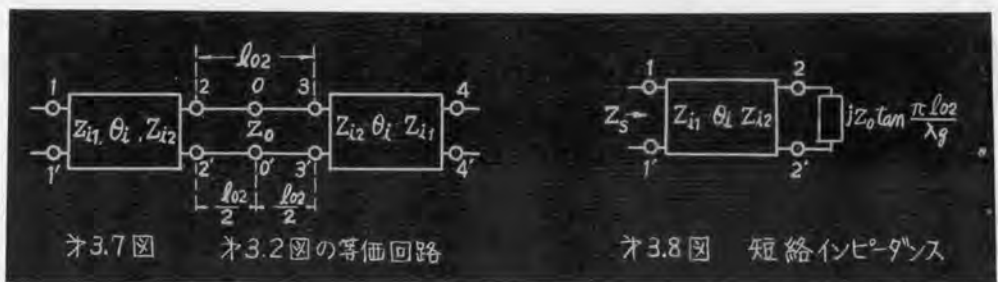
$$= \sqrt{\frac{\cot \theta + (B/Y_0)}{\{\cot \theta + (B/Y_0)\} \{1 - B'/Y_0 \cdot B/Y_0 - \cot \theta (B'/Y_0 + B/Y_0)\}}} \quad (3.12)$$

$$\frac{Z_{i2}}{Z_0} = \sqrt{\frac{BD}{AC}} = \sqrt{\frac{\cot \theta + (B/Y_0)}{\{\cot \theta + (B/Y_0)\} \{1 - B'/Y_0 \cdot B/Y_0 - \cot \theta (B'/Y_0 + B/Y_0)\}}} \quad (3.13)$$

$$\cosh \theta_i = \sqrt{AD} = \sqrt{\{\cos \theta + (B/Y_0) \sin \theta\} \{\cos \theta + (B'/Y_0) \sin \theta\}} \quad (3.14)$$

$$\theta_i = \alpha_i + j\beta_i \quad (3.15)$$

と計算される。茲に Z_0 は導波管の特性インピーダンス。
 かゝる影像パラメータを用いると第3.2図のコーナーは第3.7図
 となる。第3.7図の 11'-44' なる四端子網の影像パラメータ Z_{i3} 、
 θ_{i3} を二等分定理を適用して計算する。第3.7図の端子 00' を短
 絡した時、11' より見たインピーダンスを Z_s とせば第3.8図の
 如くなり、 θ_s なる位置角を用いて



$$Z_{i2} \tanh \theta_s = jZ_0 \tan(\pi l_{02}/\lambda_g) \quad (3.16)$$

と置けば

$$\frac{Z_s}{Z_o} = \frac{Z_{i1}}{Z_o} \tanh(\theta_i + \theta_s) \quad (3.17)$$

若し 11'-22' なる回路が伝送帯域, 即ち Z_{i2} が実数なら (3.16) 式より

$$\theta_s = j\beta_s \quad \text{となり}$$

$$\beta_s = \tan^{-1}\left(\frac{Z_o}{Z_{i2}} \cdot \tan \frac{\pi l_{o2}}{\lambda_g}\right) \quad (3.18)$$

$$\text{茲に } l_{o2} = l_2 + 2l'$$

同様にして開放インピーダンス Z_f は第 3.9 図より



$$Z_{i2} \cot \theta_f = -j Z_o \cot \frac{\pi l_{o2}}{\lambda_g} \quad (3.19)$$

と置いて

$$\frac{Z_f}{Z_o} = \frac{Z_{i1}}{Z_o} \cot \theta_f (\theta_i + \theta_f) \quad (3.20)$$

若し 11'-22' なる回路が伝送帯域なら $\theta_f = j\beta_f$ となり

$$\beta_f = \cot^{-1}\left(\frac{Z_o}{Z_{i2}} \cot \frac{\pi l_{o2}}{\lambda_g}\right) \quad (3.21)$$

従って (3.17), (3.20) 式より

$$\frac{Z_{i3}}{Z_o} = \frac{Z_{i1}}{Z_o} \sqrt{\tanh(\theta_i + \theta_s) \cdot \cot \theta_f (\theta_i + \theta_f)} \quad (3.22)$$

若し通過帯域なら

$$\frac{Z_{i3}}{Z_0} = \frac{Z_{i1}}{Z_0} \sqrt{\tan(\beta_i + \beta_s) \cdot \cot(\beta_i + \beta_f)} \quad (3.23)$$

$$\text{又} \quad \tanh \frac{\theta_{i3}}{2} = \sqrt{\frac{\tanh \frac{(\theta_i + \theta_s)}{2}}{\coth \frac{(\theta_i + \theta_f)}{2}}} \quad (3.24)$$

若し $11'-22'$ が通過帯域なら

$$\theta_{i3} = 2 \tanh^{-1} \sqrt{\frac{-\tan(\beta_i + \beta_s)}{\cot(\beta_i + \beta_f)}} \quad (3.25)$$

更に $11'-44'$ なる回路が通過帯域なら

$$\theta_{i3} = j\beta_{i3} \quad \text{となり}$$

$$\beta_{i3} = 2 \tan^{-1} \sqrt{\frac{\tan(\beta_i + \beta_s)}{\cot(\beta_i + \beta_f)}} \quad (3.26)$$

今 f_2 なる周波数に対して (3.22) 式の Z_{i3}/Z_0 の値が 1 になる様 l_{o2} を決定すれば f_2 もこのコーナーを完全に通過する。(3.16) 式より位置角 θ_s を, (3.19) 式より θ_f を求めて (3.22) 式に代入すれば, f_2 を完全伝送する係数式は

$$\left(\frac{Z_{i1}}{Z_0}\right)^2 \tanh \left[\theta_i + \tanh^{-1} \left(j \frac{Z_0}{Z_{i2}} \tan \frac{\pi l_{o2}}{\lambda g_2} \right) \right] \cdot \coth \left[\theta_i + \coth^{-1} \left(-j \frac{Z_0}{Z_{i2}} \cot \frac{\pi l_{o2}}{\lambda g_2} \right) \right] = 1 \quad (3.27)$$

若し $11'-22'$ なる回路が f_2 に対して通過帯域なら

$$\left(\frac{Z_{i1}}{Z_0}\right)^2 \tan \left[\beta_i + \tan^{-1} \left(\frac{Z_0}{Z_{i2}} \tan \frac{\pi l_{o2}}{\lambda g_2} \right) \right] \cdot \cot \left[\beta_i + \cot^{-1} \left(\frac{Z_0}{Z_{i2}} \cot \frac{\pi l_{o2}}{\lambda g_2} \right) \right] = 1 \quad (3.28)$$

となる。即ち f_2 に対して (3.27) 式或は (3.28) 式を満足する様に l_{o2} を設計すればよい事になる。

今 $Z_0/Z_{i1} = a$, $Z_0/Z_{i2} = b$, $\tan \beta_i = c$, $\tan \pi l_{o2}/\lambda g_2 = x$ と置いて (3.28) 式を変形すると

$$px^2 + qx - p = 0 \quad (3.29)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{茲に } p &= bc(a^2-1) \\ q &= b^2-c^2-a^2+a^2b^2c^2 \end{aligned} \right\} \quad (3.30)$$

と計算され、窓の寸法と L_{mean1} が決定されれば (3.12), (3.13), (3.14), (3.15) 式を用いて計算出来る値である。(3.29) 式をとけば

$$l_{02} = \frac{\lambda g_2}{\pi} \tan^{-1} \chi = \frac{\lambda g_2}{\pi} \tan^{-1} \left[\frac{-q \pm \sqrt{q^2 + 4p^2}}{2p} \right] \quad (3.31)$$

従って第3.2図の最適平均長 L_{mean2} の値は

$$L_{mean2} = l_2 + b \tan \frac{\phi}{2} = (l_{02})_{f_2} - 2l'_{f_2} + b \tan \frac{\phi}{2} \quad (3.32)$$

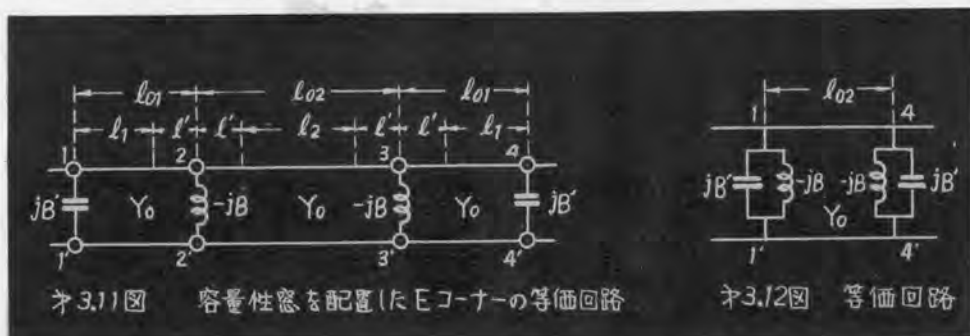
と設計される。添字の f_2 はその周波数に対する値なる事を意味する。

最後に第3.10図にて表はされる χ , f_2 を完全伝送するコーナーの仕様の周波数に対する電力透過係数 T は

$$T = \frac{4}{\left| 2 \cosh \theta_{i3} + \left(\frac{Z_{i3}}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_{i3}} \right) \sinh \theta_{i3} \right|^2} \quad (3.33)$$

にて与えられ、 Z_{i3} , θ_{i3} の値として (3.22), (3.24) 式或は (3.23), (3.25), (3.26) 式を代入すれば周波数特性が計算出来る。

3.2.2. 容量性窓を配置した2面屈折Eコーナー



等価回路は第3.11図となる。茲に jB' は容量性窓の等価サセプタンス。第3.11図の l_{01} なる間隔を $\lambda g_1/2$ にすれば、 f_1 なる周波数に対しては第3.12図に変換される。第3.12図の並列回路が共振する様に窓を設計すれば f_1 は完全伝送する。

$$\text{即ち} \quad (B'/Y_0)_{f_1} = (B/Y_0)_{f_1} \quad (3.34)$$

$$l_{01} = \lambda g_1/2 \quad (3.35)$$

と設計する。

容量性窓に対しては一般に

$$B'/Y_0 \equiv C'/\lambda g \quad (3.36)$$

なる関係が成立する。 C' は波長に無関係に窓の寸法よりきまる定数で、(3.34) 式の条件より

$$C' = (B/Y_0)_{f_1} \cdot \lambda g_1 \quad (3.37)$$

と決定される。(3.35) 式を用いて

$$L_{\text{mean}1} = \frac{\lambda g_1}{2} - l'_{f_1} + \frac{b}{2} \tan \frac{\varphi}{2} \quad (3.38)$$

次に第3.11図の $11'-22'$ なる回路の影像パラメータを求めると、(3.12) 式の場合と同様にして次の如く計算される。

$$\frac{Z_{i1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\cot \theta + (\frac{B}{Y_0})}{(\cot \theta - \frac{B'}{Y_0}) \left\{ 1 + \frac{B'}{Y_0} \cdot \frac{B}{Y_0} + \cot \theta (\frac{B'}{Y_0} - \frac{B}{Y_0}) \right\}}} \quad (3.39)$$

$$\frac{Z_{i2}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\cot \theta - (\frac{B'}{Y_0})}{(\cot \theta + \frac{B}{Y_0}) \left\{ 1 + \frac{B'}{Y_0} \cdot \frac{B}{Y_0} + \cot \theta (\frac{B'}{Y_0} - \frac{B}{Y_0}) \right\}}} \quad (3.40)$$

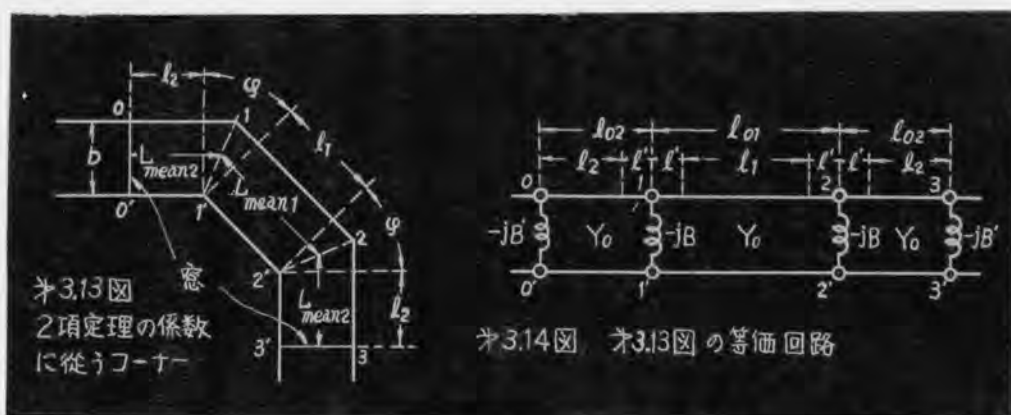
$$\cos k\theta_i = \sqrt{(\cos\theta + \frac{B}{Y_0} \sin\theta)(\cos\theta - \frac{B'}{Y_0} \sin\theta)} \quad (3.41)$$

$$\text{茲に} \quad \theta = 2\pi l_{01}/\lambda_g \quad (3.42)$$

かゝる影像パラメータを用いると等価回路は第3.7図となり、 l_{02} の設計は全く本節1.の場合と同一になる。本節1.と2.の周波数特性の比較は後述する。

3.3. 2項定理の係数に従う2面屈折コーナーの設計理論 ^{(23), (24)}

方向性結合器に於て穴の結合係数を2項定理の係数に従い配置する事により、広帯域特性を得た ⁽²⁵⁾ Mumford の論文 ⁽²⁵⁾ をコーナー



に適用して第3.13図の如く大略 $L_{mean} \cong \lambda_g/4$ の間隔にて窓及び屈曲部を配置し、各不連続部よりの反射係数が $1:3:3:1$ に比例する様に窓の寸法を設計する。かくすれば4ヶ所の不連続部よりの反射波の和は大略

$$\sum_{m=0}^{m=3} r_m e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot 2mL_{mean}} = 8r_0 e^{-j\frac{6\pi L_{mean}}{\lambda_g}} \cos^3\left(\frac{2\pi L_{mean}}{\lambda_g}\right) \quad (3.43)$$

と計算され、 $\cos^3(2\pi L_{\text{mean}}/\lambda g)$ に比例して広帯域特性となる。茲に γ_0 は窓の反射係数。

循て第3.13図を等価回路に置きかえると第3.14図となる。茲に jB , l' は屈曲部の等価回路定数。 jB' は誘導性窓の等価サセプタンス。 l_1 , l_2 は一様な導波管の長さ。今線路に並列に接続されたサセプタンス jB での反射係数を r とすれば

$$|r| = \frac{B/\gamma_0}{\sqrt{4 + (B/\gamma_0)^2}} \cong \frac{B}{2\gamma_0} \quad (3.44)$$

$$\therefore (B/\gamma_0)^2 \ll 4$$

(3.44) 式の如く $|r|$ と B/γ_0 は大略比例するから、完全伝送させる設計周波数 f_1 に対して

$$(B'/\gamma_0)_{f_1} = \frac{1}{3} (B/\gamma_0)_{f_1} \quad (3.45)$$

を満足する様に窓の寸法を設計する。次に第3.14図の 11'-22' なる回路の影像パラメータ Y_{i1} , θ_{i1} を計算すると

$$\frac{Y_{i1}}{\gamma_0} = \sqrt{1 - \left(\frac{B}{\gamma_0}\right)^2 - 2\left(\frac{B}{\gamma_0}\right) \cot\left(\frac{2\pi l_{o1}}{\lambda g}\right)} \quad (3.46)$$

$$\cosh \theta_{i1} = \cos\left(\frac{2\pi l_{o1}}{\lambda g}\right) + \left(\frac{B}{\gamma_0}\right) \sin\left(\frac{2\pi l_{o1}}{\lambda g}\right) \quad (3.47)$$

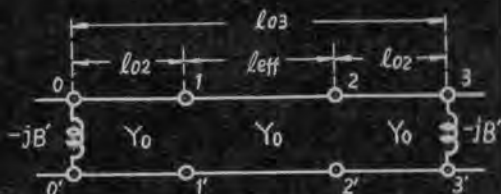
$$\text{茲に } l_{o1} = l_1 + 2l' \quad (3.48)$$

となり第3.15図の等価回路を得る。

今 f_1 に対して (3.46) 式の $Y_{i1}/\gamma_0 = 1$ と置いて完全伝送の条件を求めると



オ3.15図 映像パラメータによる
等価回路



オ3.16図 f_1 に対するオ3.15図の等価回路

$$l_{o1} = \left(\frac{\lambda g_1}{2\pi} \right) \tan^{-1} \left(-2 \frac{Y_0}{B} \right)_{f_1} \quad (3.49)$$

従って最適平均長 L_{mean1} は第3.13図より

$$L_{mean1} = \left(\frac{\lambda g_1}{2\pi} \right) \tan^{-1} \left(-2 \frac{Y_0}{B} \right)_{f_1} - 2(l')_{f_1} + b \tan \left(\frac{\varphi}{2} \right) \quad (3.50)$$

と設計される。茲に b は導波管の高さ。 φ は屈曲角。 λg_1 は f_1 に対する管内波長。(3.50)式の如く寸法を設計すれば f_1 に対して第3.15図は第3.16図に変換される。茲に l_{eff} は

$$\cos \left(\frac{2\pi l_{eff}}{\lambda g_1} \right) = \cos \left(\frac{2\pi l_{o1}}{\lambda g_1} \right) + \left(\frac{B}{Y_0} \right)_{f_1} \sin \left(\frac{2\pi l_{o1}}{\lambda g_1} \right) \quad (3.51)$$

より計算される等価回路長である。第3.16図の $00'-33'$ なる回路を f_1 が完全伝送する条件は (3.49) 式と同様にして

$$l_{o3} = \left(\frac{\lambda g_1}{2\pi} \right) \tan^{-1} \left(-6 \frac{Y_0}{B} \right)_{f_1} \quad (3.52)$$

故に
$$l_{o2} = \left(\frac{\lambda g_1}{4\pi} \right) \tan^{-1} \left(-6 \frac{Y_0}{B} \right)_{f_1} - \left(\frac{l_{eff}}{2} \right) \quad (3.53)$$

しかるに $l_{o2} = l_2 + l'$

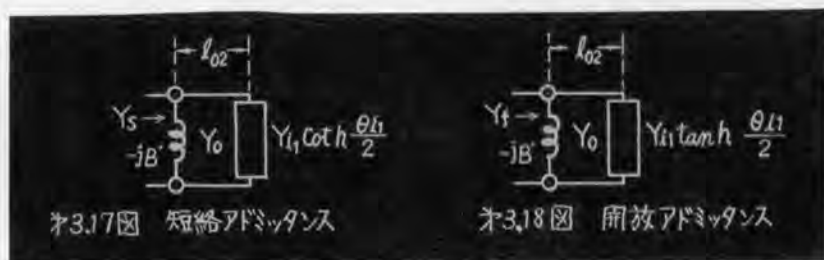
従って L_{mean2} は第3.13図より

$$L_{mean2} = \frac{\lambda g_1}{4\pi} \tan^{-1} \left(-6 \frac{Y_0}{B} \right)_{f_1} - \frac{l_{eff}}{2} - (l')_{f_1} + \frac{b}{2} \tan \frac{\varphi}{2} \quad (3.54)$$

茲に
$$l_{eff} = \frac{\lambda g_1}{2\pi} \cos^{-1} \left[\cos \frac{2\pi l_{o1}}{\lambda g_1} + \left(\frac{B}{Y_0} \right)_{f_1} \sin \frac{2\pi l_{o1}}{\lambda g_1} \right] \quad (3.55)$$

と設計される。逆三角函数の値としては大略 l_{eff} が $\lambda_g/4$ に、 l_{03} が $3\lambda_g/4$ 程度になる様えらぶ。

かゝるコーナーの周波数特性を求める爲に第3.15図に2等分定理を適用して $00'-33'$ 回路の影像パラメータ Z_{i2} , θ_{i2} を計算する。第3.15図を切半して、 $00'$ より見た短絡及び開放アドミッタンスを Y_s 及 Y_f とすれば、第3.17図及び第3.18図の如くなり



$$\frac{Y_s}{Y_0} = -j \frac{B'}{Y_0} + j \left[\frac{-(Y_1/Y_0) \cot(\beta_{i2}/2) + \tan(2\pi l_{02}/\lambda_g)}{1 + (Y_1/Y_0) \cot(\beta_{i1}/2) \tan(2\pi l_{02}/\lambda_g)} \right] \quad (3.56)$$

$$\frac{Y_f}{Y_0} = -j \frac{B'}{Y_0} - j \left[\frac{(Y_1/Y_0) \tan(\beta_{i2}/2) + \tan(2\pi l_{02}/\lambda_g)}{1 - (Y_1/Y_0) \tan(\beta_{i1}/2) \tan(2\pi l_{02}/\lambda_g)} \right] \quad (3.57)$$

と計算される。

上記の計算では $11'-22'$ なる回路を通過帯域と考え (3.47) 式の $\theta_{i1} = j\beta_{i1}$ と置いた。上式より

$$Y_{i2}/Y_0 = \pm \sqrt{(Y_s/Y_0) \cdot (Y_f/Y_0)} \quad (3.58)$$

$$\tanh(\theta_{i2}/2) = \pm \sqrt{(Y_f/Y_0) / (Y_s/Y_0)} \quad (3.59)$$

と求められ、任意の周波波に対する電力透過係数 T は

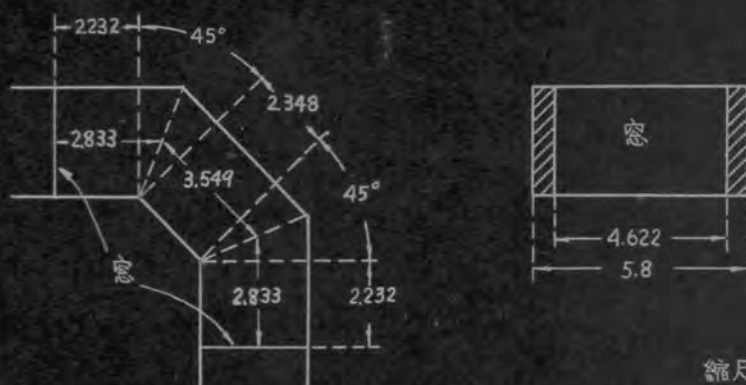
$$T = 4 / |2 \cosh \theta_{i2} + (Y_0/Y_{i2} + Y_{i2}/Y_0) \sinh \theta_{i2}|^2 \quad (3.60)$$

なる公式を用いて理論的に計算し得る。

3.4. 4000 MC 帯に於ける設計

第3.2及び第3.3節の理論を用いて $29 \times 58 \text{ mm}$ なる導波管に対して、屈曲角 90° なる E コーナーを設計する。先づ $f_1 = 3800 \text{ MC}$, $f_2 = 4100 \text{ MC}$ の2個の周波数を完全伝送する誘導性窓を配置したコーナーを設計すれば第3.19図の寸法となり、第3.20図実線及び第3.1表の周波数特性(理論値)を得る。若し容量性窓を配置したコーナーを設計すれば、計算結果は第3.2表の如くなり、これを曲線にえがけば、第3.20図鎖線の曲線となる。理論計算には屈曲部の回路定数 B_a/Y_0 , B_b/Y_0 等の値として *Waveguide Handbook* の値⁽¹⁹⁾ 及び第2.2表を用いた。

次に3.3節にて $f_1 = 4000 \text{ MC}$ として2項定理の係数に従うコーナーを設計せば第3.21図の寸法となり、周波数特性の理論値は第3.3表及び第3.22図の実線となる。第3.20図及び第3.22図の点線は窓のない2回屈折コーナーの特性で比較の便に供した。周波数特性の計算にて、電圧定在波比の理論値を約1%の誤差内で求めるには、回路定数の値 B/Y_0 , l' 及び B'/Y_0 を大略0.5%の誤差内で求める必要がある。又機械工作は大略 $1/50 \text{ mm}$ の誤差内で製作する必要がある。然し筆者の試作実験したコーナーの工作精度は大略 $1/10 \text{ mm}$ である。第3.23図は試作した広帯域コーナーを示す。



縮尺 $\frac{1}{2}$ 単位 cm

図3.19 $f_1=3800MC$, $f_2=4100MC$ を完全伝送する誘導性窓を配置したEコーナーの寸法

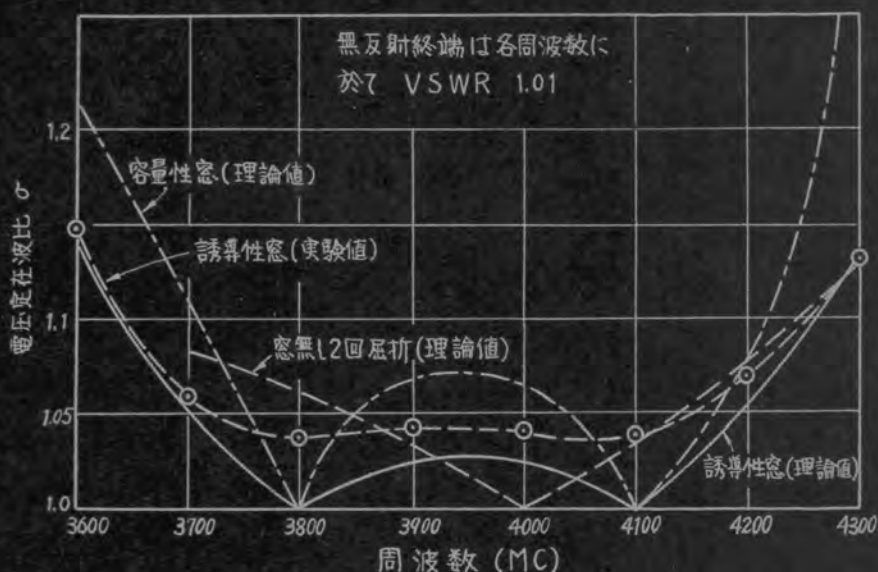


図3.20 図3.19のEコーナーの周波数特性

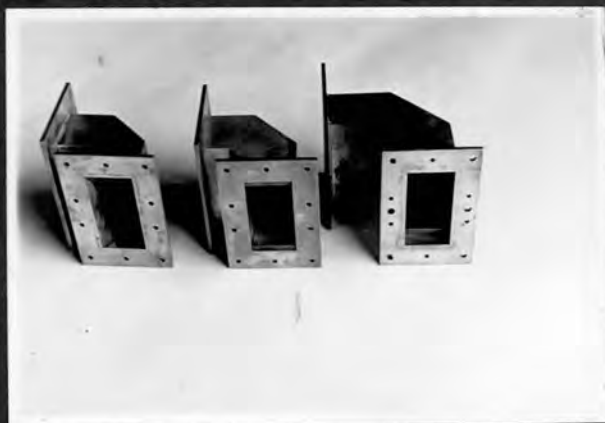


図3.23 試作した窓付広帯域2回屈折Eコーナー (4000MC).
右より(1) f_1, f_2 を伝送する誘導性窓をもつコーナー, (2) 2項定理の係数に従うコーナー, (一番左は窓なし2回屈折にて大きさの比較に供す。)

$f(\text{MC})$	$\frac{B'}{Y_0}$	$\frac{Z_{i1}}{Z_0}$	$\frac{Z_{i2}}{Z_0}$	β_i	β_s	β_f	$\frac{Z_{i3}}{Z_0}$	β_{i3}	T	σ
3600	0.225 \pm	0.9398	1.1412	74.38°	50.42°	57.60°	1.0708	256.4°	0.9957	1.14 \pm
3700	0.213 \pm	0.9496	1.0894	79.43°	55.05°	59.50°	1.0265	273.4°	0.9993	1.05 \pm
3800	0.202 \pm	1.0000	1.0000	84.21°	60.40°	60.40°	1.0000	289.2°	1.0000	1.000
3900	0.193 \pm	1.9002	0.5091	89.03°	75.69°	45.46°	0.9843	304.4°	0.99983	1.02 \pm
4000	0.1851	0.6399	1.4599	93.15°	57.44°	73.32°	0.9796	319.5°	0.99983	1.02 \pm
4100	0.177 \pm	0.7363	1.2248	97.58°	65.19°	72.87°	1.0000	334.2°	1.0000	1.000
4200	0.170 \pm	0.7562	1.1471	102.06°	69.92°	74.47°	1.1540	349.4°	0.9993	1.05 \pm
4300	0.164 \pm	0.7586	1.0995	106.21°	73.71°	76.41°	1.01244	360.0°	0.9961	1.13 \pm
$\ell_{01} = 2.8646 \text{ cm.} \quad \ell_{02} = 3.6328 \text{ cm.}$ 4300 MC に於て $\alpha_{i3} = 0.0152 \text{ Naper}$										

表 3.1 表 3.19 図の寸法にて設計された誘導性窓を配置した 2 回屈折 E コーナーの周波数特性 (理論値)

$f(\text{MC})$	$\frac{B'}{Y_0}$	$\frac{Z_{i1}}{Z_0}$	$\frac{Z_{i2}}{Z_0}$	β_i	β_s	β_f	$\frac{Z_{i3}}{Z_0}$	β_{i3}	T	σ
3600	0.182	0.940	1.058	161°	59.7°	62.4°	0.896	445°	0.988	1.22
3700	0.192	0.966	1.027	170°	64.1°	65.3°	0.945	471°	0.997	1.11
3800	0.202	1.000	1.000	180°	68.3°	68.3°	1.000	496°	1.000	1.00
3900	0.212	1.027	0.963	188°	72.2°	70.9°	1.098	520°	0.998	1.07
4000	0.222	1.065	0.924	197°	76.0°	73.7°	0.616	543°	0.998	1.07
4100	0.231	1.111	0.881	207°	79.6°	76.7°	1.000	568°	1.000	1.00
4200	0.240	1.174	0.829	214°	83.0°	79.9°	1.047	592°	0.998	1.07
4300	0.249	1.255	0.770	223°	85.9°	83.2°	1.194	615°	0.970	1.41
$L_{\text{mean}1} = 5.351 \text{ cm.} \quad \ell_1 = 4.750 \text{ cm.} \quad \ell_{01} = 5.383 \text{ cm.} \quad (3.37) \text{ 式 の } C' = 2.182$ $L_{\text{mean}2} = 4.016 \text{ cm.} \quad \ell_2 = 2.814 \text{ cm.} \quad \ell_{02} = 4.100 \text{ cm.}$										

表 3.2 表 $f_1 = 3800 \text{ MC}$, $f_2 = 4100 \text{ MC}$ を完全伝送する容量性窓を配置した 2 回屈折 E コーナーの周波数特性 (理論値)

（一）... 1. ... 2. ... 3. ... 4. ... 5. ... 6. ... 7. ... 8. ... 9. ... 10. ... 11. ... 12. ... 13. ... 14. ... 15. ... 16. ... 17. ... 18. ... 19. ... 20. ... 21. ... 22. ... 23. ... 24. ... 25. ... 26. ... 27. ... 28. ... 29. ... 30. ... 31. ... 32. ... 33. ... 34. ... 35. ... 36. ... 37. ... 38. ... 39. ... 40. ... 41. ... 42. ... 43. ... 44. ... 45. ... 46. ... 47. ... 48. ... 49. ... 50. ... 51. ... 52. ... 53. ... 54. ... 55. ... 56. ... 57. ... 58. ... 59. ... 60. ... 61. ... 62. ... 63. ... 64. ... 65. ... 66. ... 67. ... 68. ... 69. ... 70. ... 71. ... 72. ... 73. ... 74. ... 75. ... 76. ... 77. ... 78. ... 79. ... 80. ... 81. ... 82. ... 83. ... 84. ... 85. ... 86. ... 87. ... 88. ... 89. ... 90. ... 91. ... 92. ... 93. ... 94. ... 95. ... 96. ... 97. ... 98. ... 99. ... 100. ...

（二）... 1. ... 2. ... 3. ... 4. ... 5. ... 6. ... 7. ... 8. ... 9. ... 10. ... 11. ... 12. ... 13. ... 14. ... 15. ... 16. ... 17. ... 18. ... 19. ... 20. ... 21. ... 22. ... 23. ... 24. ... 25. ... 26. ... 27. ... 28. ... 29. ... 30. ... 31. ... 32. ... 33. ... 34. ... 35. ... 36. ... 37. ... 38. ... 39. ... 40. ... 41. ... 42. ... 43. ... 44. ... 45. ... 46. ... 47. ... 48. ... 49. ... 50. ... 51. ... 52. ... 53. ... 54. ... 55. ... 56. ... 57. ... 58. ... 59. ... 60. ... 61. ... 62. ... 63. ... 64. ... 65. ... 66. ... 67. ... 68. ... 69. ... 70. ... 71. ... 72. ... 73. ... 74. ... 75. ... 76. ... 77. ... 78. ... 79. ... 80. ... 81. ... 82. ... 83. ... 84. ... 85. ... 86. ... 87. ... 88. ... 89. ... 90. ... 91. ... 92. ... 93. ... 94. ... 95. ... 96. ... 97. ... 98. ... 99. ... 100. ...

3.5. 実験結果とその検討

第3.19図及び第3.21図の寸法にて試作した第3.23図のEコーナーの特性の実験結果を○印曲線にて示す。第3.20図及び3.22図より電圧定在波比の $\phi < 1.05$ なる帯域幅 Δf MCを表にすると第3.4表を得る。

帯域幅 種類	Δf (MC)		$\Delta f/4000$ (%)	
	理論値	実験値	理論値	実験値
窓のない場合	280	200	7	5
f_1 及び f_2 を完全伝送するもの	490	440	12.25	11
2項定理の係数に従うもの	740	700	18.5	17.5

表3.4 $\phi < 1.05$ とする2回屈折Eコーナーの帯域幅 (4000 MC帯)

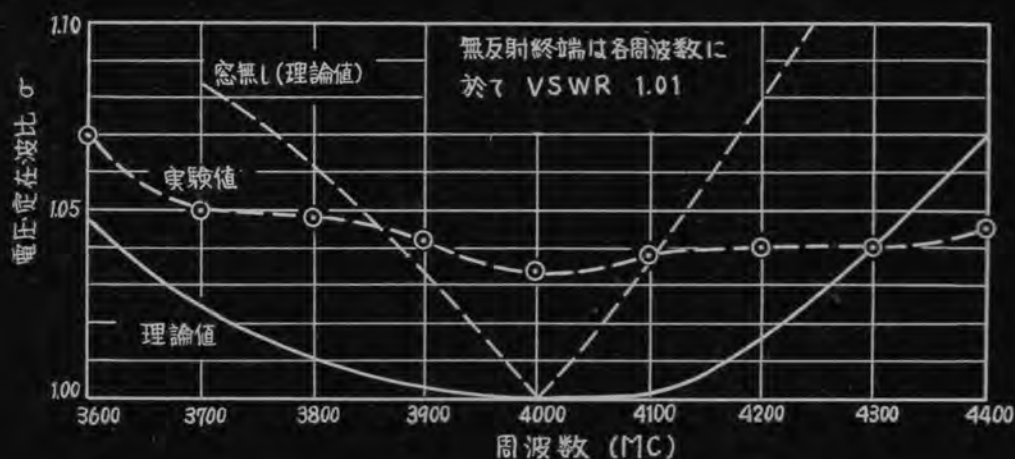
第3.4表より窓のない場合(第2.7表参照)に比し、2倍及び3.5倍程度、広帯域特性を与える事が出来た。特に2項定理の係数に従うコーナーは屈折回数は2面であり乍ら、大略同寸法の3回及び4回屈折コーナーより広帯域特性を有し、小形で製作し易い利点とあいまって十分実用に役立つものと考へる。実験値は不連続部にて生ずる高次姿態の電磁界の相互干渉の爲、これを無視して計算した理論曲線よりかなり悪くなり、 ϕ の値は1.03以下には改善されなかった。

第3.19図の誘導性窓のかわりに容量性窓を配置したコーナーは第3.20図鎖線の如く特性の変化が急で帯域幅の改善には役立たない事が理論計算の結果よりわかる。



縮尺 $\frac{1}{2}$ 単位 cm

※3.21図 2項定理の係数に従うコーナーの寸法 ($f_1=4000$ MC)



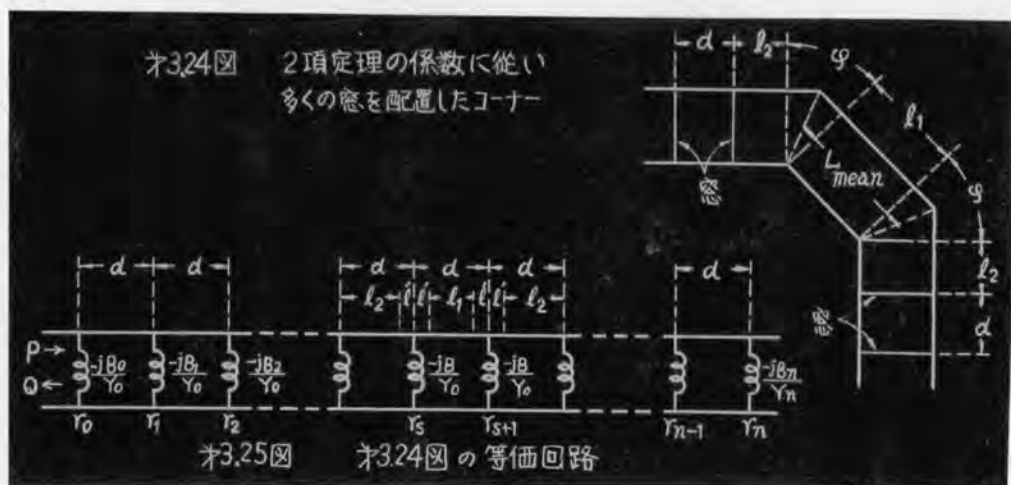
※3.22図 ※3.21図のEコーナーの周波数特性

f (MC)	$\frac{B}{Y_0}$	$\frac{B'}{Y_0}$	$\frac{Y_{11}}{Y_0}$	β_{11}	$\frac{Y_{12}}{Y_0}$	$\tan^2 \frac{\beta_{12}}{2}$	T	σ
3600	0.1731	0.0947	0.9486	68.40°	0.9618	8.7957	0.9995	1.048
3700	0.1882	0.0896	0.9584	72.36°	0.9831	4.4617	0.9998	1.026
3800	0.2022	0.0851	0.9714	76.10°	0.9924	2.6284	0.99996	1.016
3900	0.2178	0.0813	0.9847	79.74°	0.9979	1.6636	1.0000	1.002
4000	0.2334	0.0778	1.0000	83.35°	1.0000	1.0808	1.0000	1.000
4100	0.2492	0.0746	1.0173	86.92°	0.9971	0.7107	1.0000	1.002
4200	0.2662	0.0716	1.0377	90.59°	0.9916	0.4556	0.99994	1.016
4300	0.2834	0.0691	1.0593	93.99°	0.9792	0.2913	0.99997	1.032

※3.3表 ※3.21図の周波数特性 (理論計算値)

（以下は、本文の続きと思われるが、非常に淡く、読み取れない）

3.6. 窓の数を増加させた影響（近似計算による検討）



第3.24図の如く2回屈折Eコーナーの前後に、大略 $\lambda/4$ の間隔にて多くの窓を配置し、それらの反射係数を2項定理の係数に従う様設計した場合⁽²⁵⁾を考察する。第3.24図を等価回路に置きかえると第3.25図となる。茲に jB , l' は φ なる屈曲部の等価回路定数, l_1 は一樣なる導波管の長さ。又間隔 $d = l_1 + 2l'$ なる関係とする。今線路に並列に接続された各サセプタンス（窓）での反射係数を r_0, r_1, \dots, r_n とし、入力側に於ける進行波の振幅を P とせば反射波の振幅 Q は

$$Q = \sum_{m=0}^{n-1} P r_m e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2md} \quad (3.61)$$

と近似的に表はし得る。

$$\text{今} \quad r_m = r_0 \frac{n!}{m!(n-m)!} \quad (3.62)$$

と2項定理の係数⁽²⁵⁾に従って設計すれば、(3.61)式は

$$Q = P r_0 e^{-j2\pi d/\lambda g} \cdot 2^n \cdot \cos^n(2\pi d/\lambda g) \quad (3.63)$$

となる。従って入力側での反射係数 R は

$$|R| = \frac{|Q|}{|P|} = |r_0| \cdot 2^n \cdot \cos^n\left(\frac{2\pi d}{\lambda g}\right) \quad (3.64)$$

今やなる屈曲部での反射係数を r_s とせば

$$|r_s| = \frac{(B/Y_0)}{\sqrt{4 + (B/Y_0)^2}}$$

にて且 (3.62) 式より

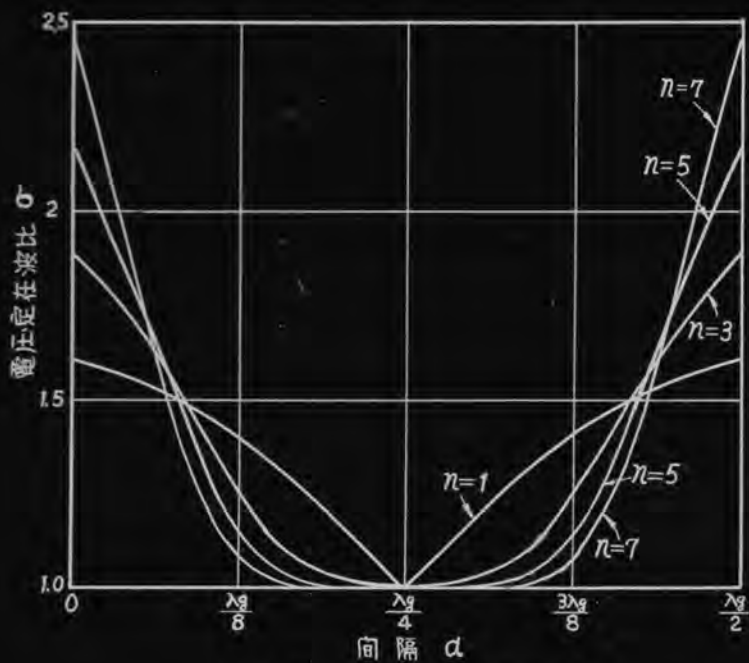
$$r_s = r_0 \cdot \frac{n!}{s!(n-s)!} \quad S = \frac{n-1}{2} \quad (3.65)$$

(3.64) 式の r_0 を, (3.65) 式を用いて r_s に書きかえると

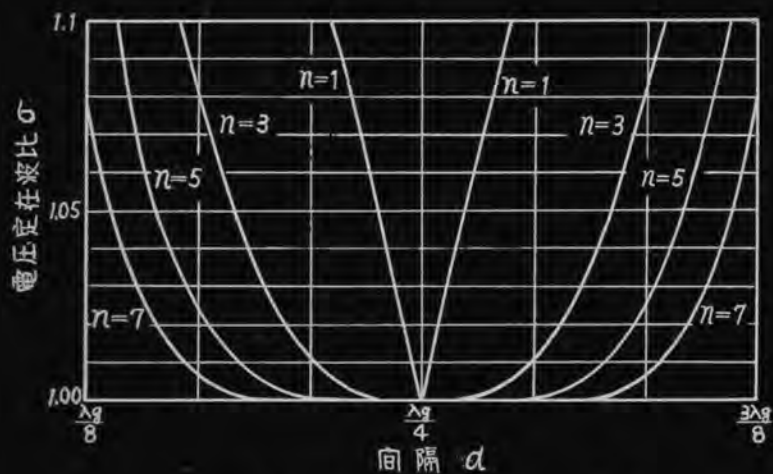
$$R = \frac{B/Y_0}{\sqrt{4 + (B/Y_0)^2}} \cdot \frac{s!(n-s)!}{n!} \cdot 2^n \cdot \cos^n\left(\frac{2\pi d}{\lambda g}\right) \quad (3.66)$$

$$\text{茲に} \quad S = \frac{n-1}{2}$$

今 $29 \times 58 \text{ mm}$ なる導波管に対して 4000 MC にて (3.66) 式を曲線にえがけば第3.26図となる。第3.26図の縦軸は電圧定在波比を表はし、実用に供する σ の範囲では、窓の多くなる程広帯域特性を有するが、 $d = \lambda g/2$ では各不連続部よりの反射波がすべて同位相である爲、窓のない時より却つて特性の悪くなる事がわかる。第3.26図にて $n=1$ は窓のない場合、 $n=3$ は2個の窓、 $n=5$ は4個の窓を意味する。第3.27図は第3.26図の一部分を拡大して示したもので、図より $\sigma < 1.05$ なる周波数帯域幅 $\Delta f \text{ MC}$ を近似計算して表にすれば第3.5表を得る。第3.5表は周波数の変化に対して B/Y_0 が窓のサセナタンス B_m/Y_0 を一定と仮定して求めた事になるが、実際は大略 $(B/Y_0) \propto 1/\lambda g$, $(B_m/Y_0) \propto \lambda g$ にて逆方向



オ3.26図 窓の数を増加した影響



オ3.27図 窓の数を増加した影響

n	Δf (MC)	$\frac{\Delta f}{4000}$ (%)
1	300	7.5
3	1300	32.5
5	1800	45.0
7	2090	52.2

オ3.5表 $\sigma < 1.05$ とする 2 回屈折 E コーナーの
帯域幅近似値 (4000 MC)

に変化するから第3.5表より特性はかなり悪くなる。

3.7. 屈曲部にて並列共振させた2面屈折Eコーナー

導波管屈曲部の等価回路定数 jB_a, jB_b の値は *Waveguide Handbook* の理論式⁽¹⁷⁾ を用いれば

$$\frac{B_a}{Y_0} = \frac{2b}{\lambda_g} \left\{ \psi \left[-\frac{1}{2} \left(1 - \frac{\varphi}{\pi} \right) \right] - \psi \left[-\frac{1}{2} \right] \right\} = \frac{C_a}{\lambda_g} \quad (3.67)$$

$$\frac{B_b}{Y_0} = \frac{\lambda_g}{2\pi b} \cot \frac{\varphi}{2} = C_b \lambda_g \quad (3.68)$$

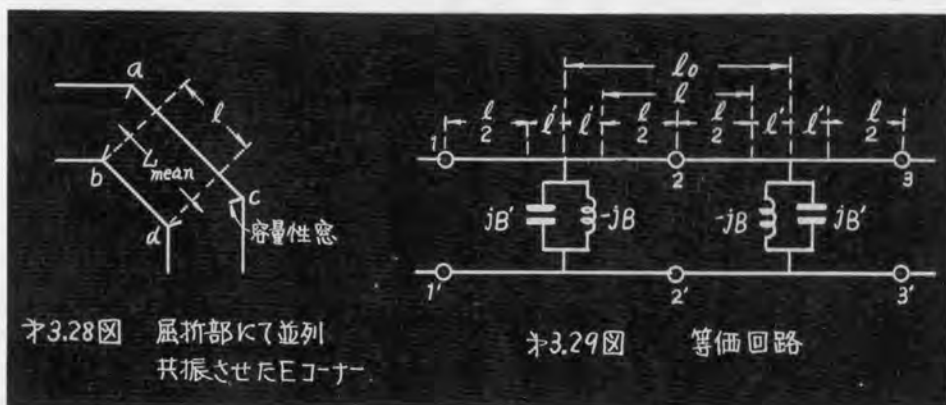
茲に $\psi(x)$ は $x!$ の対数の導函数。 C_a, C_b は波長に無関係に屈曲部の寸法のみよりきまる定数である。

(3.67), (3.68) 式を (3.1) 式に代入すると

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{1}{\lambda_g} \left\{ \frac{1}{C_b} \left\{ 1 + \left(\frac{C_a}{\lambda_g} \right)^2 \right\} - 2C_a \right\} \quad (3.69)$$

$(C_a/\lambda_g)^2$ なる値は 4000 MC にて $\varphi = 45^\circ$ の時 0.09, $\varphi = 30^\circ$ ならば 0.04 程度の値にて 1 に比して小さいから, B/Y_0 は大体 λ_g に逆比例する誘導性サセプタンスである。又 B/Y_0 の値は $\varphi = 45^\circ$ にて 0.2 程度, $\varphi = 30^\circ$ にて 0.1 程度, $\varphi = 22.5^\circ$ にて 0.05 程度の小さい値であり, 且 (3.2) 式の l' なる等価回路定数はあまり波長に關係せず, 大体幾何学的の距離 $(b/2) \tan(\varphi/2)$ に等しいから (第2.2表参照), 第3.28図の如く小さな容量性窓 jB' を挿入した場合, その等価回路が第3.29図の如く近似的に重畳出来るものと仮定する。この時 B'/Y_0 は (3.36) 式より λ_g に逆比例するから, 第3.29図の並列回路は何れの周波数に対しても大体並列共振の條件を満足さす事が出来て反射波を極めて小さく出来る。

今力に対して



オ3.28図 屈折部にて並列
共振させたEコーナー

オ3.29図 等価回路

$$\left(\frac{B'}{Y_0}\right)_{f_1} = \left(\frac{B}{Y_0}\right)_{f_1} \quad (3.70)$$

と窓の寸法を設計し並列共振させると、任意の周波数に対する並列サセプタンスの値 B_{ab} は

$$\frac{B_{ab}}{Y_0} = \left(\frac{B}{Y_0}\right)_f - \left(\frac{B'}{Y_0}\right)_f \quad (3.71)$$

(3.36), (3.69), (3.70) 式を (3.71) 式に代入して計算すると

$$\frac{B_{ab}}{Y_0} \simeq \frac{(Ca)^2}{\lambda g \cdot (\lambda g_1)^2 \cdot C_b} \left\{ 2 \left(\frac{\Delta \lambda g}{\lambda g_1} \right) + 3 \left(\frac{\Delta \lambda g}{\lambda g_1} \right)^2 \right\} \quad (3.72)$$

$$\text{茲に} \quad \Delta \lambda g = \lambda g_1 - \lambda g$$

従って f_2 が $ab-cd$ を完全伝送する条件を2面屈折Eコーナーにつき求めると、(3.8) 式の場合と同様にして

$$l_0 = \left(\frac{\lambda g_2}{2\pi} \right) \tan^{-1} \left(\frac{-2Y_0}{B_{ab}} \right)_{f_2} \quad (3.73)$$

$$\text{茲に} \quad l_0 = l + 2l'$$

従って第3.28図の最適平均長 L_{mean} の値は

$$L_{mean} = \frac{\lambda g_2}{2\pi} \tan^{-1} \left(-2 \frac{Y_0}{B_{ab}} \right)_{f_2} - 2l'_{f_2} + b \tan \frac{\varphi}{2} \quad (3.74)$$

又 n 屈折角コーナーに対しては、前章 (2.16) 式を用いて

$$l_0 = \frac{\lambda_g}{\pi} \tan^{-1} \frac{\left(\frac{B_{ab}}{Y_0}\right)_{T_2} + \sqrt{\left(\frac{B_{ab}}{Y_0}\right)_{T_2}^2 + 4 \left\{1 - \cos^2\left(\frac{\pi}{n}\right)\right\}}}{2 \left\{1 + \cos\left(\frac{\pi}{n}\right)\right\}} \quad (3.75)$$

$$L_{\text{mean}} = l_0 - 2l'_{T_2} + b \tan \frac{\varphi}{2} \quad (3.76)$$

かくて f_1 , f_2 を共に完全伝送する広帯域コーナーが設計し得る。

周波数特性を求める為には第 3.29 図の 11'-33' なる四端子網の
 映像パラメータ Z_i , $2\theta_i$ を求める。前章 (2.4), (2.5) 式と
 同様にして

$$\frac{Z_i}{Z_0} = \sqrt{\frac{2 + \left(\frac{B_{ab}}{Y_0}\right) \tan\left(\frac{\pi l_0}{\lambda_g}\right)}{2 - \left(\frac{B_{ab}}{Y_0}\right) \cot\left(\frac{\pi l_0}{\lambda_g}\right)}} \quad (3.77)$$

$$\cos h \theta_i = \cos\left(\frac{2\pi l_0}{\lambda_g}\right) + \left(\frac{B_{ab}}{2Y_0}\right) \sin\left(\frac{2\pi l_0}{\lambda_g}\right) \quad (3.78)$$

$$\text{茲に } \theta_i = \alpha_i + j\beta_i$$

若し 11'-33' が伝送帯域なら $\theta = j\beta_i$ となり

$$2\beta_i = 2 \cos^{-1} \left[\cos\left(\frac{2\pi l_0}{\lambda_g}\right) + \left(\frac{B_{ab}}{2Y_0}\right) \sin\left(\frac{2\pi l_0}{\lambda_g}\right) \right] \quad (3.79)$$

上式の映像パラメータを用いれば、周波数特性が理論的に計算される。

本節の理論に従って f_1 及び f_2 を完全伝送する広帯域コーナーを設計せば、理論的には極めて広帯域な周波数特性が得られるが、実験的には未だ成功していない。実験には第 5.9 図右より 3 番目の写真の如く、窓の代りに直径 $3/16$ " のねぢを挿入して並列共振を行ったが、現在までのところねぢの無い場合に比し殆んど特性の改善を示していない。この理由は屈曲部間の高次モードの電磁界

の相互干渉の爲であり、この影響を無視した本節の理論がもはや適用し難い爲であると筆者は考えている。

(20)

(21)

この式は、 $\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\lambda} + \frac{1}{\lambda'} \right) \sin \theta$ の形で表わすことができる。この式は、 $\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\lambda} + \frac{1}{\lambda'} \right) \sin \theta$ の形で表わすことができる。この式は、 $\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\lambda} + \frac{1}{\lambda'} \right) \sin \theta$ の形で表わすことができる。

この式は、 $\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\lambda} + \frac{1}{\lambda'} \right) \sin \theta$ の形で表わすことができる。この式は、 $\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\lambda} + \frac{1}{\lambda'} \right) \sin \theta$ の形で表わすことができる。

この式は、 $\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\lambda} + \frac{1}{\lambda'} \right) \sin \theta$ の形で表わすことができる。この式は、 $\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\lambda} + \frac{1}{\lambda'} \right) \sin \theta$ の形で表わすことができる。

この式は、 $\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\lambda} + \frac{1}{\lambda'} \right) \sin \theta$ の形で表わすことができる。この式は、 $\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\lambda} + \frac{1}{\lambda'} \right) \sin \theta$ の形で表わすことができる。

この式は、 $\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\lambda} + \frac{1}{\lambda'} \right) \sin \theta$ の形で表わすことができる。この式は、 $\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\lambda} + \frac{1}{\lambda'} \right) \sin \theta$ の形で表わすことができる。

この式は、 $\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\lambda} + \frac{1}{\lambda'} \right) \sin \theta$ の形で表わすことができる。この式は、 $\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\lambda} + \frac{1}{\lambda'} \right) \sin \theta$ の形で表わすことができる。

この式は、 $\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\lambda} + \frac{1}{\lambda'} \right) \sin \theta$ の形で表わすことができる。この式は、 $\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\lambda} + \frac{1}{\lambda'} \right) \sin \theta$ の形で表わすことができる。この式は、 $\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\lambda} + \frac{1}{\lambda'} \right) \sin \theta$ の形で表わすことができる。

第4章 4回屈折導波管Eコーナーの廣帯域化について⁽²⁰⁾⁽²³⁾⁽²⁶⁾

4.1. 緒 言

オ3章では2回屈折Eコーナーの前後に適当な窓を配置する事により、屈折回数は2回でありながら、オ2章の4回屈折Eコーナーより良好な特性を与える事が出来た。然し実験値は屈曲部や窓にて生ずる高次姿態の電磁界の相互干渉の影響を受ける為それらの影響を無視して計算した理論値程には良好な特性を示していない。

本章では屈曲部での電磁界の擾乱及び屈曲部間の高次姿態の電磁界の相互干渉の極めて少いオ2章の $n=4$ $m=2$ なる4回屈折Eコーナー(オ2.9表 及オ2.16図参照)に対し、その屈曲部間隔或は屈折角を適当に変化さす事により、オ3章の場合より更に高性能な広帯域特性の得られる事を、理論と実験の両面より明らかにした。

特に各屈曲部での反射係数が2項定理の係数に従う様、屈折角を適当に変化させた4回屈折Eコーナーにより、オ2章の $n=4$ 、 $m=2$ なる4回屈折コーナーと同じ大きさでありながら、大略5倍以上の超広帯域特性をもたせる事が出来た。

4.2 2個の周波数を完全伝送する4回屈折コーナーの設計理論

本節はオ3.2節の設計理論を4回屈折コーナーに応用したもので、殆ど設計公式は同一であるから簡単に述べる。

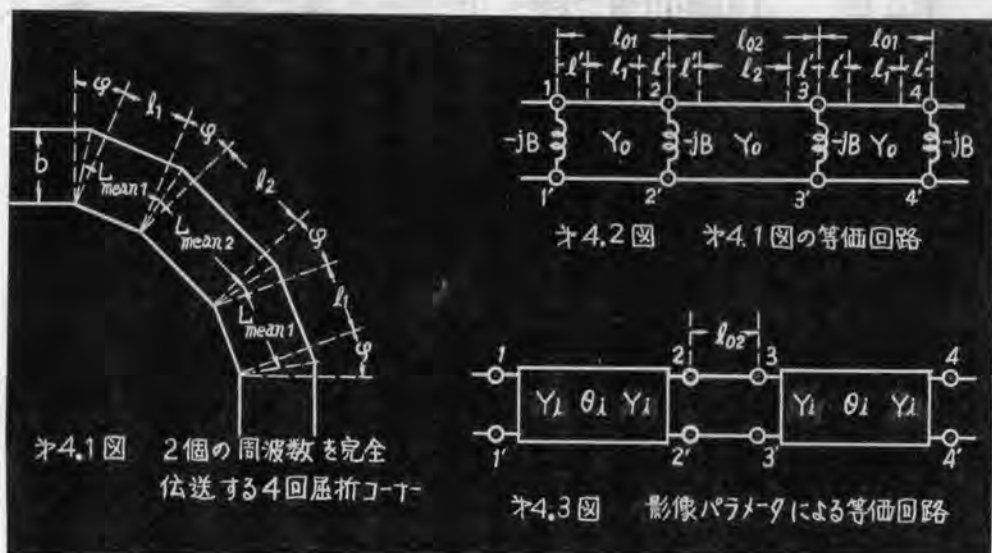


Fig. 4.1 の4回屈折Eコーナーを等価回路に置きかえるとFig. 4.2 となる。茲に jB 、 l' は φ なる屈曲部に対する等価回路定数にて第二章(2.1)、(2.2)式にて与えられている。 Y_0 は導波管の特性アドミッタンス。 l_1 、 l_2 は一様なる導波管の長さ。Fig. 4.2 にて、 f_1 なる周波数に対しては1'端子面と2'端子面よりの反射波が互に相殺し、 f_2 に対しては1'1'-2'2'回路と3'3'-4'4'回路による反射波が丁度相殺する様屈曲部間隔を設計すれば、このコーナーは f_1 、 f_2 なる二つの周波数を完全伝送する広帯域特性をもつ事になる。

先づ f_1 が1'1'-2'2'なる回路を完全に通過する条件を求めると

$$l_{01} = \left(\frac{\lambda_{g1}}{2\pi} \right) \tan^{-1} \left(-\frac{2Y_0}{B} \right)_{f_1} \quad (4.1)$$

$$\text{茲に } l_{01} = l_1 + 2l'$$

λ_{g1} は f_1 に対する管内波長。従つて Fig. 4.1 の平均長 $L_{\text{mean } 1}$ は(3.9)式と同様にして

$$L_{\text{mean } 1} = \left(\frac{\lambda_{g1}}{2\pi} \right) \tan^{-1} \left(-2 \frac{Y_0}{B} \right)_{f_1} - 2(\ell')_{f_1} + b \tan \left(\frac{\varphi}{2} \right) \quad (4.2)$$

と設計される。茲に b は導波管の高さ。 φ は屈折角。

次に任意の周波数に対し 11'-22' 回路の映像パラメータ Y_i 、 θ_i を計算すれば、(3.46)、(3.47) 式と同様にして

$$\frac{Y_i}{Y_0} = \sqrt{1 - \left(\frac{B}{Y_0} \right)^2 - \frac{2B}{Y_0} \cot \left(\frac{2\pi \ell_{01}}{\lambda_g} \right)} \quad (4.3)$$

$$\cosh \theta_i = \cos \left(\frac{2\pi \ell_{01}}{\lambda_g} \right) + \frac{B}{Y_0} \sin \left(\frac{2\pi \ell_{01}}{\lambda_g} \right) \quad (4.4)$$

$$\theta_i = \alpha_i + j\beta_i \quad (4.5)$$

となり、オ 4.3 図の等価回路を得る。更に上式を用いて 11'-44' 回路の映像パラメータ Z_{i3} 、 θ_{i3} を求めると (3.22)、(3.24) 式と同様にして

$$\frac{Z_{i3}}{Z_0} = \frac{Z_i}{Z_0} \cdot \sqrt{\tanh(\theta_i + \theta_s) \cdot \coth(\theta_i + \theta_s)} \quad (4.6)$$

$$\tanh \frac{\theta_{i3}}{2} = \sqrt{\frac{\tanh(\theta_i + \theta_s)}{\coth(\theta_i + \theta_s)}} \quad (4.7)$$

$$\text{茲に } \theta_s = \tanh^{-1} \left\{ j \frac{Y_i}{Y_0} \cdot \tan \frac{\pi \ell_{02}}{\lambda_g} \right\} \quad (4.8)$$

$$\theta_f = \coth^{-1} \left\{ -j \frac{Y_i}{Y_o} \cot \frac{\pi \ell_{o2}}{\lambda_g} \right\} \quad (4.9)$$

今 f_2 に対して $Z_{i3}/Z_o = 1$ となる様 ℓ_{o2} を設計する。若し $\theta_i = j\beta i$ と純虚数の時は

$$\begin{aligned} & \tan \left\{ \beta i + \tan^{-1} \left(\frac{Y_i}{Y_o} \tan \frac{\pi \ell_{o2}}{\lambda_g} \right) \right\} \\ & \cdot \cot \left\{ \beta i + \cot^{-1} \left(\frac{Y_i}{Y_o} \cot \frac{\pi \ell_{o2}}{\lambda_g} \right) \right\} = \left(\frac{Y_i}{Y} \right)^2 \end{aligned} \quad (4.10)$$

を満足する様 ℓ_{o2} を求めれば、(3.31)式と同様にして

$$\ell_{o2} = \left(\frac{\lambda_{g2}}{\pi} \right) \tan^{-1} \left[\frac{-g \pm \sqrt{g^2 + 4\rho^2}}{2\rho} \right] \quad (4.11)$$

$$\text{茲に } \rho = \left(\frac{Y_i}{Y_o} \right)_{f_2} \tan(\beta i)_{f_2} \cdot \left[\left(\frac{Y_i}{Y_o} \right)_{f_2}^2 - 1 \right] \quad (4.12)$$

$$g = \tan^2(\beta i)_{f_2} \left[\left(\frac{Y_i}{Y_o} \right)_{f_2}^4 - 1 \right] \quad (4.13)$$

λ_{g2} は f_2 に対する管内波長。添字 f_2 は その周波数に対する値を意味する。従つて平均長 $L_{\text{mean}2}$ は

$$L_{\text{mean}2} = (\ell_{o2})_{f_2} - 2(\ell')_{f_2} + b \tan\left(\frac{\varphi}{2}\right) \quad (4.14)$$

と設計される。かゝる f_1, f_2 を完全伝送するコーナーの電力透

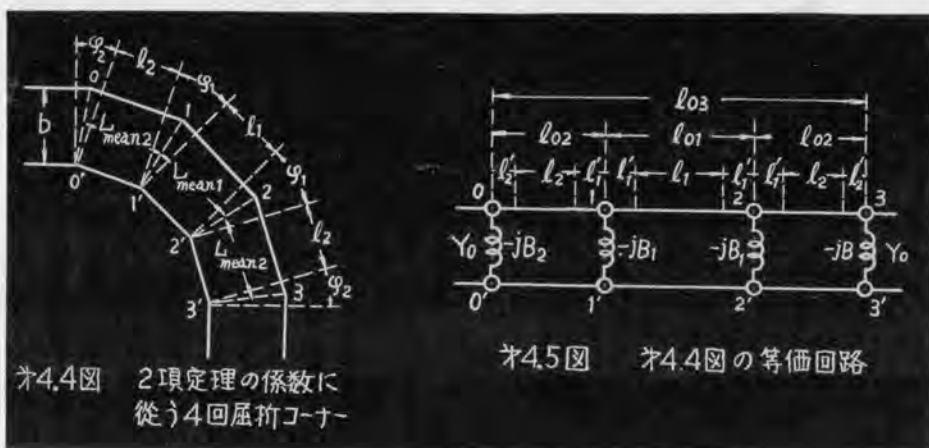
過係数 T は

$$T = 4/12 \cos h \theta_{i3} + (Z_{i3}/Z_0 + Z_0/Z_{i3}) \sin h \theta_{i3} \quad (4.15)$$

にて与えられ、周波数特性が計算される。

4.3. 2項定理の係数に従う4回屈折コーナーの設計理論

本節はオ3.3節の理論を4回屈折コーナーに適用したもので、殆ど設計公式も同一であるから簡単に述べる。オ4.4図の如き4回屈折コーナーを等価回路に置きかえるとオ4.5図となる。茲に jB_1, ℓ'_1 は φ_1 なる屈曲部の等価回路定数。 jB_2, ℓ_2 は φ_2 なる屈曲部の等価回路定数。 ℓ_1, ℓ_2 は一様なる導波管の長さ。今 f_1 なる設計周波数に対して各屈曲部よりの反射波が $1:3:3:1$ と2項定理の係数に比例する様に、屈曲角を決定する。反射係数は大略並列サセパタンスに比例するから(3.45)式と同様にして



$$\left(B_2/Y_0 \right)_{f_1} = \left(B_1/Y_0 \right)_{f_1} / 3 \quad (4.16)$$

を満足する様に屈曲角 φ_1, φ_2 を設計する。この設計にはオ
2.11 図 の如き理論曲線を利用すれば便利である。屈曲角が決
定すれば等価回路定数も定まり、オ 3.3 節 (3.50) (3.54),
(3.55) 式と同様にして

$$\angle_{\text{mean}1} = \frac{\lambda g_1}{2\pi} \tan^{-1} \left(-\frac{2Y_0}{B_1} \right)_{f_1} - 2(l'_1)_{f_1} + b \tan \frac{\varphi_1}{2} \quad (4.17)$$

又

$$\angle_{\text{mean}2} = \frac{\lambda g_1}{4\pi} \tan^{-1} \left(-\frac{6Y_0}{B_1} \right)_{f_1}$$

$$-\frac{l_{\text{eff}}}{2} - (l'_1)_{f_1} - (l'_2)_{f_1} + \frac{b}{2} \left(\tan \frac{\varphi_1}{2} + \tan \frac{\varphi_2}{2} \right) \quad (4.18)$$

$$\text{茲に } l_{\text{eff}} = \frac{\lambda g_1}{2\pi} \cos^{-1} \left[\cos \frac{2\pi l_{01}}{\lambda g_1} + \left(\frac{B_1}{Y_0} \right)_{f_1} \sin \frac{2\pi l_{01}}{\lambda g_1} \right] \quad (4.19)$$

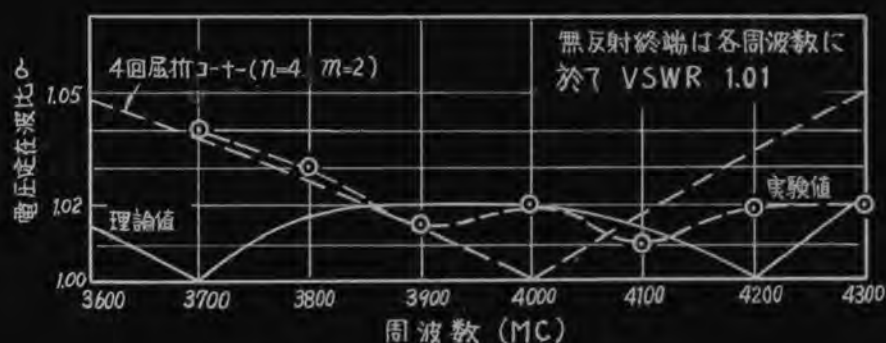
と平均長が決定される。 λg_1 は f_1 に対する管内波長。添字 f_1
はその周波数に対する値を意味する。周波数特性の求め方はオ
3.3 節と全く同様にて省略する。

4.4 4000 MC 帯での設計

オ 4.2 節及び 4.3 節の理論と用い $29 \times 58 \text{ mm}$ なる導波
管に対して屈曲角 90° なる E コーナーを設計する。先づ $f_1 =$
 3700 MC 、 $f_2 = 4200 \text{ MC}$ の 2 倍の周波数を完全伝送す
るコーナーを設計せば、オ 4.6 図の寸法となり周波数特性の理
論値はオ 4.1 表 及び オ 4.7 図 の実線となる。次に $f_1 = 40$
 00 MC として 2 項定理の係数に従うコーナーを設計せば



オ 4.6 図 $f_1=3700\text{MC}$, $f_2=4200\text{MC}$ を完全伝送する 4 回屈折コーナーの寸法



オ 4.7 図 オ 4.6 図の周波数特性

$f \text{ (MC)}$	$\lambda_g \text{ (cm)}$	$\frac{B}{Y_0}$	$l' \text{ (cm)}$	$\frac{Z_L}{Z_0}$	$\beta_{11} = \frac{\theta_{11}}{j}$	$\frac{Z_{13}}{Z_0}$	$\beta_{13} = \frac{\theta_{13}}{j}$	σ
3600	11.979	0.046	0.2920	1.003	83.7°	1.007	287°	1.015
3700	11.324	0.050	0.2924	1.000	88.5°	1.000	304°	1.000
3800	10.766	0.054	0.2928	0.995	93.1°	0.986	320°	1.018
3900	10.277	0.057	0.2932	0.990	97.5°	0.977	335°	1.020
4000	9.832	0.060	0.2937	0.985	101.9°	0.938	350°	1.020
4100	9.432	0.063	0.2941	0.979	106.3°	1.080	365°	1.015
4200	9.059	0.066	0.2946	0.973	110.7°	1.000	380°	1.000
4300	8.739	0.070	0.2950	0.965	114.7°	0.981	394°	1.022

オ 4.1 表 オ 4.6 図の周波数特性 (理論計算値)

4.6 图

4.7 图

4.1 表

4.8 图

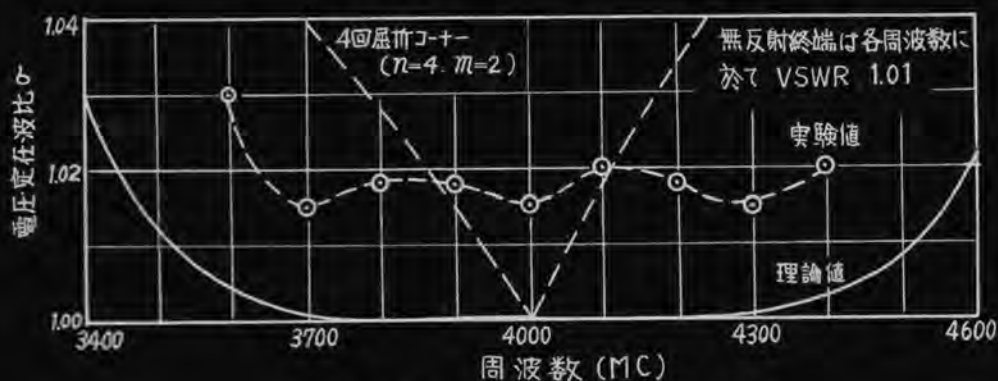
4.2 表



※4.8 図 2項定理の係数に従う4回
屈折Eコーナーの寸法
($f_1=4000$ MC)



※4.10 図 試作した超広帯域4回屈折コーナー
右より (1) 2項定理の係数に従うもの。
(2) f_1, f_2 なる2個の周波数を伝送
するもの。
(一番左は 等間隔 等屈折角の4回屈折にて
比較に供す。)



※4.9 図 ※4.8 図の周波数特性

f (MC)	$\frac{B_1}{Y_0}$	l'_1 (cm)	$\frac{Y_{11}}{Y_0}$	β_{11}	$\frac{B_2}{Y_0}$	l'_2 (cm)	$\frac{Y_{12}}{Y_0}$	$\tan^2(\frac{\beta_{12}}{2})$	σ
3400	0.054	0.3659	0.975	63.4°	0.018	0.2129	1.022	6.029	1.039
3700	0.069	0.3682	0.986	76.0°	0.023	0.2134	1.001	3.903	1.009
4000	0.084	0.3702	1.000	87.6°	0.027	0.2149	1.000	1.023	1.000
4300	0.100	0.3733	1.020	98.5°	0.032	0.2149	0.998	0.292	1.009
4600	0.117	0.3763	1.048	109.2°	0.037	0.2152	0.974	0.045	1.021

※4.2 表 ※4.8 図の周波数特性(理論値)

$\varphi_1=28^\circ, \varphi_2=17^\circ$ となりオ 4.8 図の寸法を得る。同波数特性の理論値はオ 4.2 表及びオ 4.9 図の実観となる。オ 4.7 図、4.9 図の点線は、オ 2 章の $n=4, m=2$ なる等間隔、等屈曲角の 4 回屈折 E コーナー（オ 2.16 図参照）の特性で比較の便に供した。オ 4.10 図は試作した広帯域 4 回屈折コーナーを示す。

4.5. 実験結果とその検討

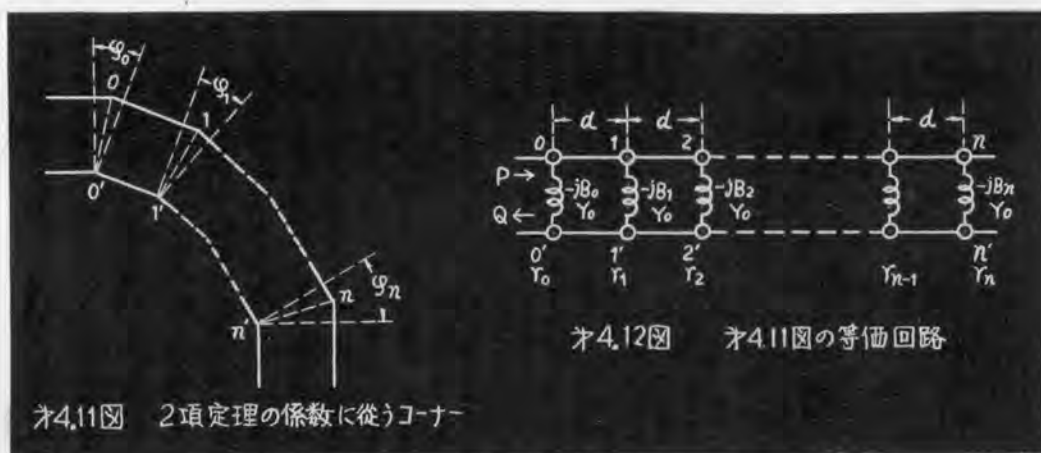
オ 4.6 図及び 4.8 図の寸法にて試作したオ 4.10 図の E コーナーの特性の実験結果を◎印曲線にて示す。オ 4.7 図及び 4.9 図より電圧定在波比の <1.02 なる帯域幅 Δf_{MC} を表にするとオ 4.3 表を得る。オ 4.3 表よりオ 4.2 節及び 4.3

種 類	全平均長 (cm)	Δf_{MC}		$\Delta f/4000$ (%)	
		理論値	実験値	理論値	実験値
$n=4, m=2$ なる 4 回屈折 (オ 2.16 図)	7.482	250	150	6.25	3.75
オ 4.6 図	9.729	700	450	17.5	11.25
オ 4.8 図	7.498	1150	760	28.75	19

オ 4.3 表 <1.02 とする 4 回屈折コーナーの帯域幅 (4000 MC 帯)

節の理論を 4 回屈折コーナーの設計に適用せば、大略同寸法のオ 2 章の $n=4, m=2$ なる 4 回屈折コーナー（オ 2.16 図参照）に比し 3 倍及び 5 倍の帯域幅が得られ、高性能にて極めて広帯域特性をもつ事がわかる。

4.6. 屈折回数を変化させた影響（近似計算による検討）



オ4.11図の如き $(n+1)$ 回屈折Eコーナーはオ4.12図の等価回路に置きかえ得る。今各屈曲部よりの反射係数を2項定理の係数に従う様、屈曲角 φ を適当に設計すれば、コーナーの入力側での反射係数 R は(3.64)式と同様に

$$|R| = |r_0| \cdot 2^n \cdot \cos^n \left(\frac{2\pi d}{\lambda_g} \right) \quad (4.20)$$

と計算される。茲に d は屈曲部の間隔。 r_0 は一番前の屈曲部での反射係数。オ2.11図を参照せば、 $\varphi < 30^\circ$ では大略 B/Y_0 は φ に比例するから、今屈曲角 90° なる $(n+1)$ 回屈折コーナーに対して

$$\sum_{m=0}^{m=n} |r_m| = 3 \quad |r_{\varphi=90^\circ}| \quad (4.21)$$

なる関係が大略成立するものと假定すれば

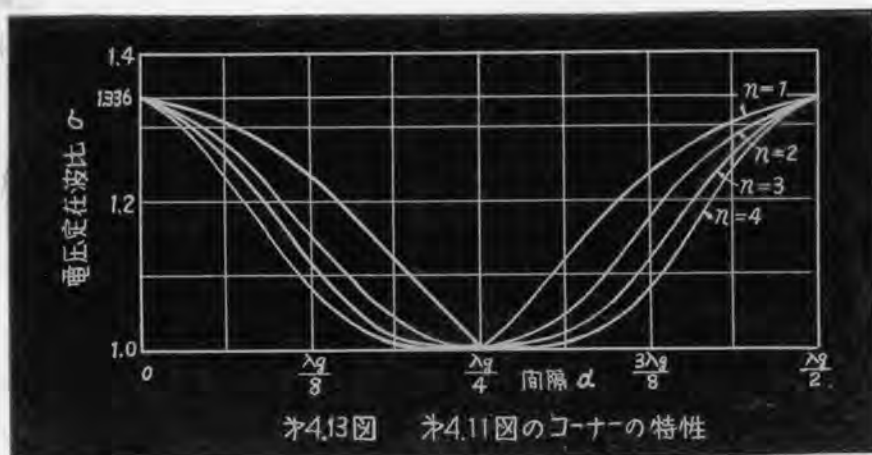
$$|R| = 3 |r_{\varphi=90^\circ}| \cos^n \left(\frac{2\pi d}{\lambda_g} \right) \quad (4.22)$$

と表される。4000MCではオ2.11図より

$(B/Y_0) \varphi = 30^\circ = 0.104$ 、従つて

$$|Y_{\varphi=30^\circ}| = 0.052$$

となり、この値を用いて(4.22)式を曲線にえがくとオ4.13図となる。



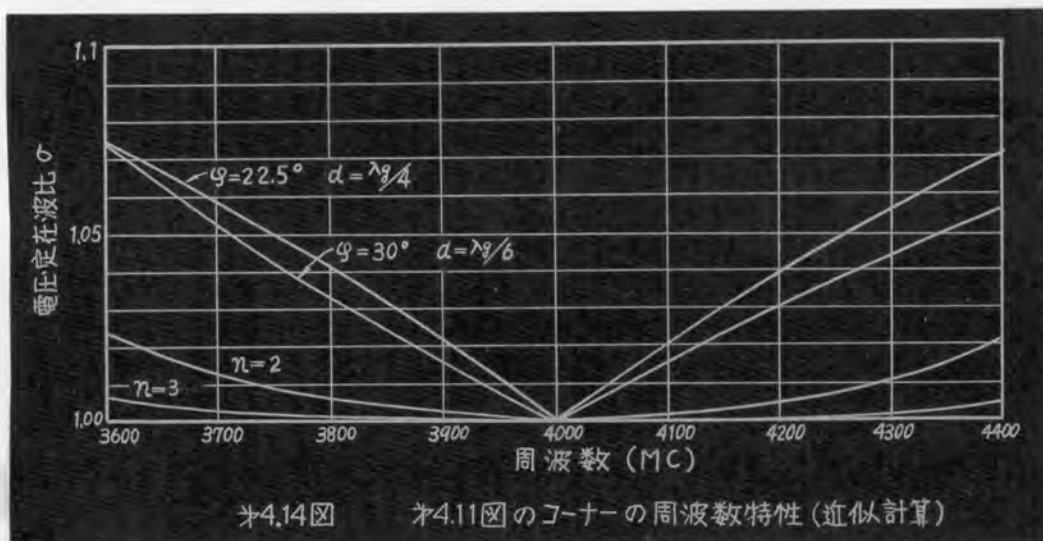
オ4.13図 オ4.11図のコーナーの特性

オ4.13図にて $n=1$ は2回屈折、 $n=2$ は3回屈折、 $n=3$ は4回屈折を意味し、屈折回数の増す程特性の改善される事がわかる。次に周波数の変化に対して反射係数の値が変化しないと仮定して、4000MC帯にて周波数特性をえがけば、オ4.14図を得る。オ4.14図にて $\varphi=30^\circ$ 、 $d=\lambda_g/6$ なる曲線はオ2章の3回屈折コーナーを意味し、 R の値として

$$|R| = |r_{\varphi=30^\circ}| \cdot \left| \sum_{n=0}^{n=2} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot 2nd} \right|$$

$$= |r_{\varphi=30^\circ}| \cdot \left[4 \cos^2 \left(\frac{2\pi d}{\lambda_g} \right) - 1 \right] \quad (4.23)$$

又 $\varphi = 22.5^\circ$ 、 $d = \lambda_g/4$ なる曲線はオ2章の4回屈折コーナーを意味し、 R の値として



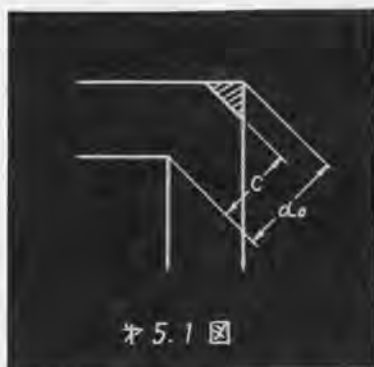
$$\begin{aligned}
 |R| &= |r_{\psi=22.5^\circ}| \cdot \left| \sum_{n=0}^{n=3} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot 2nd} \right| \\
 &\cong 3 \left| r_{\psi=30^\circ} \right| \cos \frac{2\pi d}{\lambda_g} \cdot \left[2 \cos^2 \left(\frac{2\pi d}{\lambda_g} \right) - 1 \right] \quad (4.24)
 \end{aligned}$$

なる近似式を用いて曲線をえがいた。✪4.14図を見れば、3回屈折Eコーナーの屈曲角を変化させて各屈曲部よりの反射波を1:2:1に設計せば、等屈曲角の3回屈折コーナーより寸法は幾分大きくなるが、特性をかなり改善しうる事がわかる。

第5章 1回屈折導波管コーナー

5.7. 角をきりとつた1回屈折コーナーの特性(実験)⁽¹⁶⁾⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾⁽²⁷⁾

オ 5.1 図の如きコーナーは C/d_0 の値を適当に設計すれば、反射をなくする事が出来、二三の実験資料が既に発表されている。⁽²⁸⁾⁽²⁹⁾⁽³⁰⁾ 我が国では日本電気株式会社の川 橋 猛氏が実験的に優秀な1回屈折コーナーを得たと言っているが、 C/d_0 の設計寸法は秘されて居り、公表された資料は筆者の実験のみである。かゝ



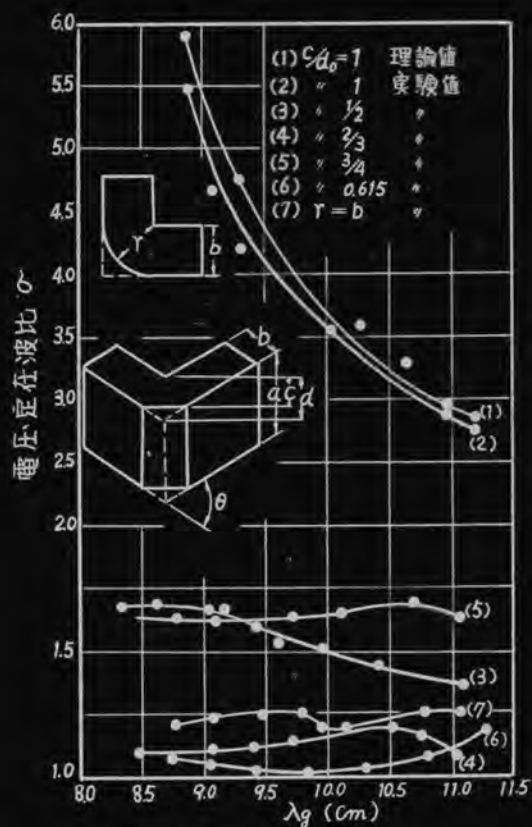
るコーナーは小形な特長をもつが、設計に対して C/d_0 の値の決定が非常に *critical* であり、製作し難い欠点をもつ。又1回屈折コーナーの実験結果によれば、EコーナーはHコーナーより広い周波数帯域幅をもつと報告されている。⁽²⁸⁾

本節では $29 \times 58 \text{ mm}$ なる規格導波管に対し、 4000 MC 帯にて筆者の行った実験結果につき述べる。オ 5.2 図 及び オ 5.3 図 は屈曲角 $\theta = 90^\circ$ なる各種の角をきりとつたEコーナー及びHコーナーの周波数特性の実験結果である。

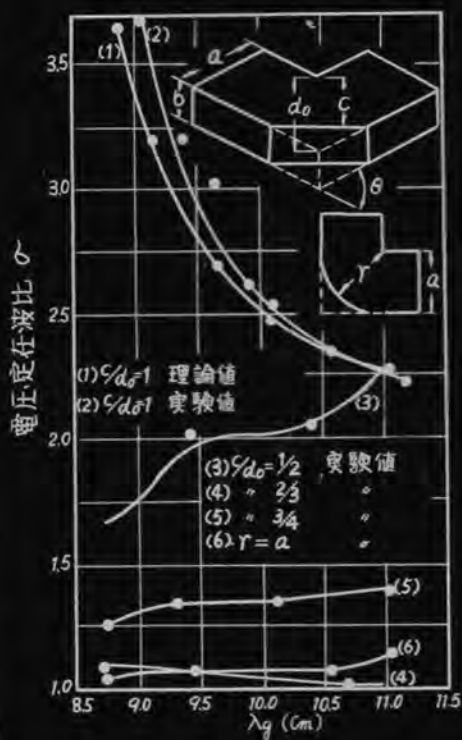
オ 5.4 図 は実験に使用した各種のコーナーを示す。角をきりとらない場合は、曲線(1)、(2)の如く定在波比が2~6 なる大きい値を示し、勢力は伝送されない。

曲線(1)はコーナーの等価回路⁽³¹⁾から理論的に計算したものであり、曲線(3)、(4)、(5)は夫々 $C/d_0 = 1/2, 2/3,$

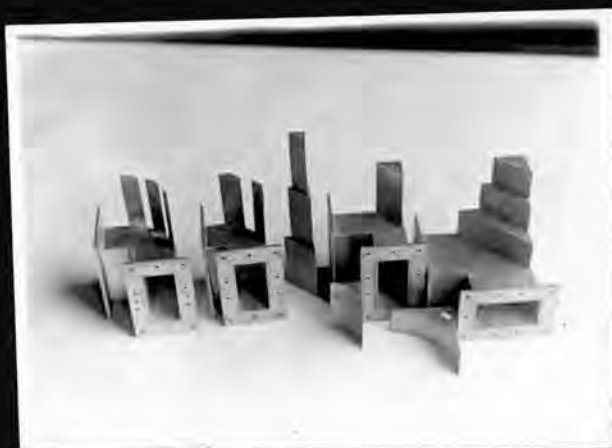
$3/4$ とした時の特性である。実験結果より $C/d_0 = 2/3$ の時は管内波長 $\lambda_g = 8.5 \sim 11.0 \text{ cm}$ (大略 $3800 \sim 4300 \text{ MC}$) の



※5.2図 1回屈折Eコーナーの特性



※5.3図 1回屈折Hコーナーの特性



※5.4図 角を切りとった各種コーナー
 右より 1回屈折Hコーナー、
 1回屈折Eコーナー、
 2回屈折Eコーナー、
 3回屈折Eコーナー

全帯域にわたり E コーナーでは、 $C/d_0 = 0.6/5^{0.81}$ と設計せば曲線 (6) の如く全帯域にわたりの $\rho < 1/1$ となり、実用に供し得る良好な特性が得られた。オ 5.1 表 にこれらの実験値を示す。

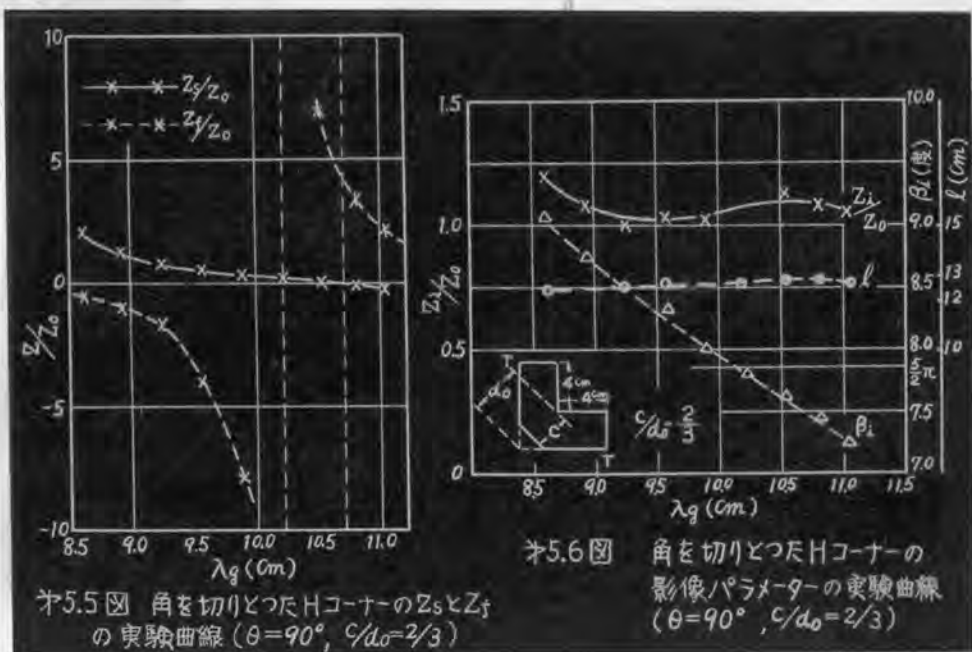
周波数(MC)	E コーナー $C/d_0=0.615$	H コーナー $C/d_0=0.667$
3800	1.08	1.02
3900	1.04	1.04
4000	1.03	1.06
4100	1.04	1.07
4200	1.06	1.09
4300	1.1	1.1

オ 5.1 表 角をきりとつた 1 回屈折コーナーの周波数特性
(電圧定在波比 ρ の測定値を示す)

又円形に切り取った場合は、ベンドの種心となり E ベンドでは $\rho = 1.27$ 、H ベンドでは $\rho < 1/4$ となった。オ 5.2 図と 5.3 図 を比較すれば、寸法 C/d_0 の変化に対して E コーナーの特性は H コーナー に比し定在波比の変化の少ない点ですぐれているが、曲りの場所にて導波管の突起高さが減少しているのも、放電の立場より伝送電力容量が制限を受ける点は好ましくない。

次に オ 5.3 図の中、最も特性のよい $C/d_0 = 2/3$ なる H コーナーを四端子網と考え、その短絡及び開放インピーダンス Z_s 及び Z_f を測定して影像パラメータ Z_i 、 θ_i を求めるとオ 5.5 図 及び オ 5.6 図を得る。オ 5.6 図の β_i 、 l は

$\theta_i = j\beta_i = j2\pi l/\lambda_g$ なる関係をもつ値である。オ 5.6 図 は全帯域にわたり Z_i/Z_0 が 1 に近く、良好な伝送条件を満足している事がわかる。

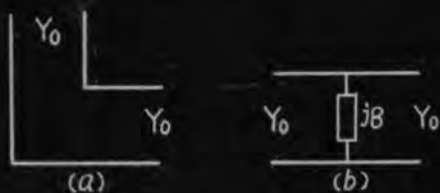


5.2. 導波管の幅を縮小したコーナーの特性 (実験) ⁽¹⁾⁽²⁾⁽⁷⁾⁽²⁷⁾

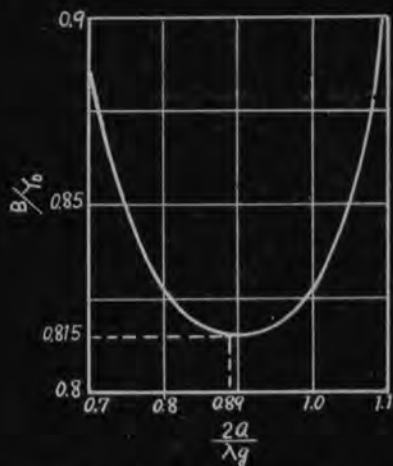
Figure 5.7 (a) の如きコーナーを (b) の等価回路に置きかえた場合、曲りの個所での電磁界の擾乱を意味するサセプタンス jB の値は、管内波長 λ_g が大きくなると E コーナーでは零に近づくに反し、H コーナーでは Figure 5.8 図に示す如く $2a/\lambda_g = 0.89$ にて極小値 $B/Y_0 = 0.815$ をとる。茲に a は導波管の幅にて

$a = 5.8 \text{ cm}$ とせば $\lambda_g = 13.02 \text{ cm}$ にて定在波比が 2.2 なる極小値をとる。かゝる特性を利用してコーナーの部分の幅を縮小して管内波長を長くし、曲りの個所での電磁界の擾乱を少くしたコーナーを試作した。Figure 5.9 図にて右より 2 番目が試作したコーナーである。

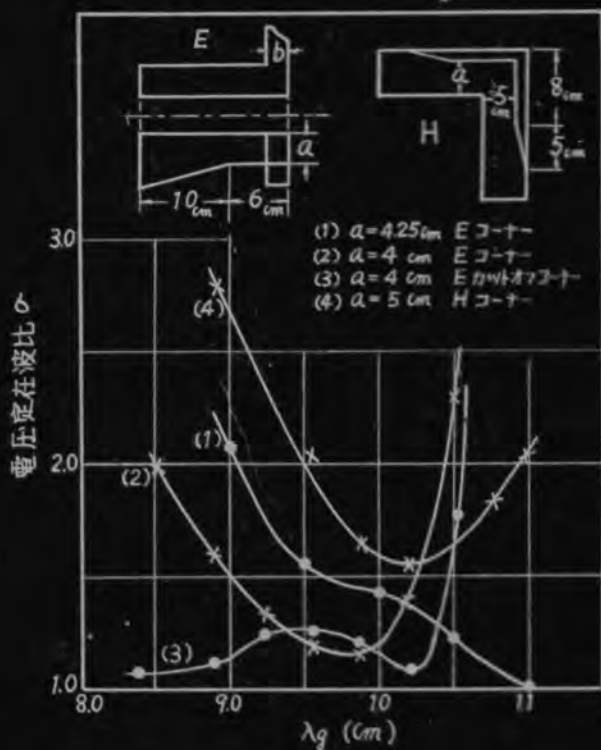
Figure 5.10 図は試作コーナーの周波数特性の実験結果である。曲線 (1) は $a = 4.25 \text{ cm}$ に縮小した E コーナーの特性にて、曲りの個所での管内波長は 4000 MC 帯にて、 $15 \sim 20 \text{ cm}$ 程度



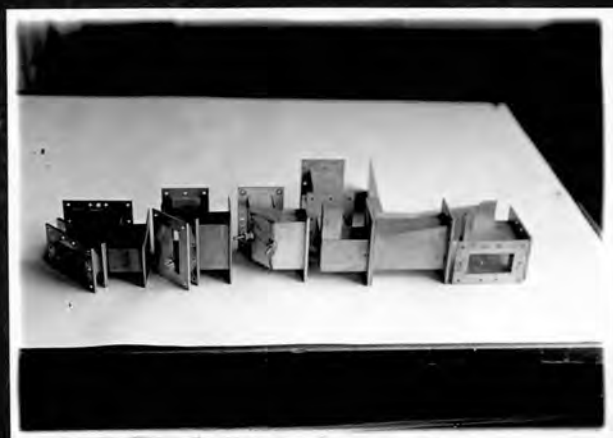
※5.7図 1回屈折コーナーとその等価回路



※5.8図 1回屈折Hコーナーの等価サセッパータンス



※5.10図 幅をせまいたコーナーの波長特性(実験値)

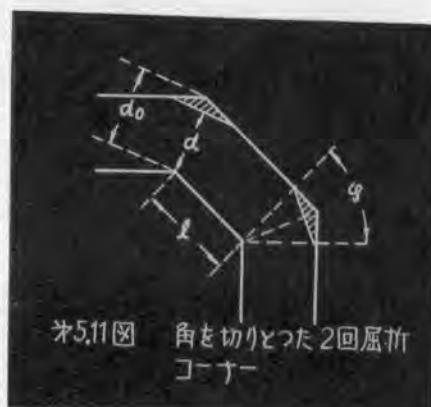


※5.9図 試作した各種のコーナー
 右より 角を折りこつた2回屈折Hコーナー
 幅を縮小したEコーナー
 橋子により並列共振させた2回屈折Eコーナー
 3分岐対称回路を使用したE及びHコーナー

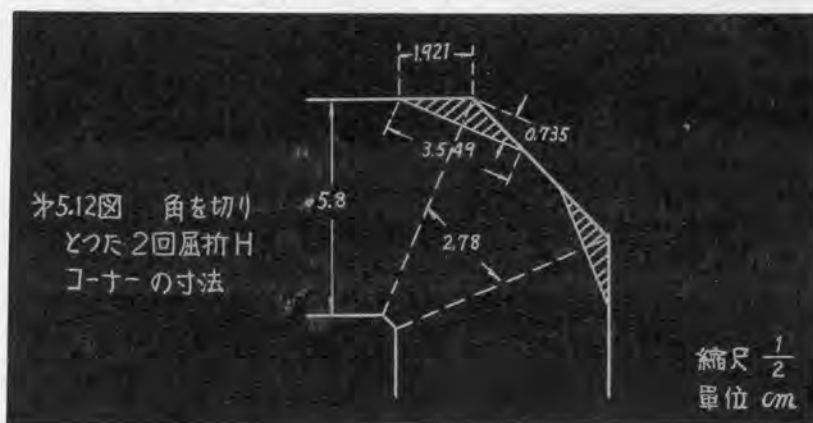
に長くなっている。曲線(2)は $a = 4 \text{ cm}$ に縮小したEコーナーにて、波長が長くなり縮小導波管の遮断波長をこえると急に電力が反射されて定在波比が大となる。曲線(3)は(2)のコーナーの角を三分の一切りとした場合の特性にて、広帯域にわたり性能が改善される。曲線(4)は $a = 5 \text{ cm}$ に縮小したHコーナーの特性で、4000MCの波が縮小部で 11.3 cm の管内波長となり、 $2a/\lambda_g = 0.89$ なる定在波比極小の条件を満足する様に設計したものである。

5.3. 角をきりとつた2回及び3回屈折コーナーの特性

オ 5.1 節の原理を2回屈折コーナーに適用してオ 5.11 図の如く角を切りとり d/d_0 の値を適当に設計すれば、 f_1 なる一つの周波数は ℓ に無関係に完全に伝送させ得る。次に ℓ を適当に設計すれば f_2 に対して各屈折部の反射波が互に相殺し合い、 f_2 も完全に伝送され広帯域コーナーを



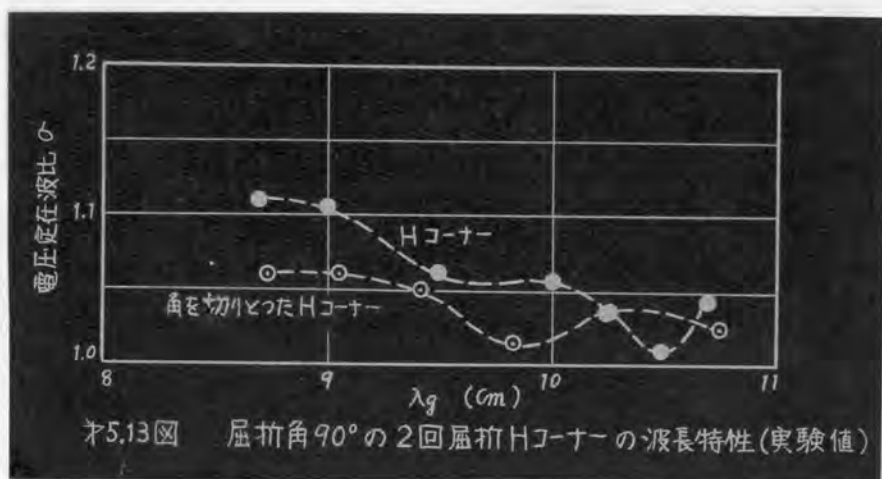
オ5.11図 角を切りとつた2回屈折コーナー



縮尺 $\frac{1}{2}$
単位 cm

作り得る。然し d/d_0 及び ϵ の値は実験的に求めねばならない。

筆者は既に発表された実験資料⁽²⁸⁾⁽³⁰⁾ ($\epsilon < 1.05$ とする d/d_0 の値を与える資料にて本節の目的には精度不十分であるが、他に資料なき爲使用)をもとにしてオ5.12図の如く角をきりとつた2回屈折Hコーナー(オ5.9図の一番右)及びオ2.14図の如く角をきりとつた3回屈折Eコーナー(オ5.4図の一番左)を試作した。

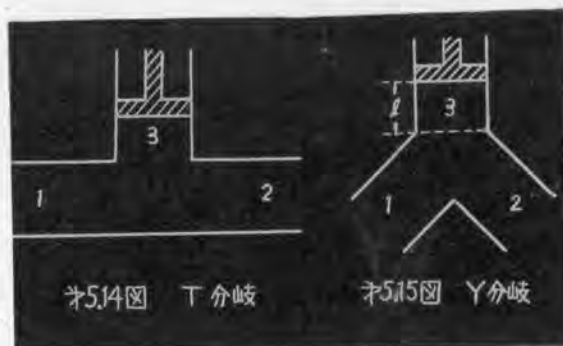


オ5.13図にて・印は角をとらない時、○印は角をとつた時の実験結果である。又オ2.14図では・印が角をとつた時の実験値である。実験結果より角をきりとれば、広帯域特性をもつてくる事がわかるが寸法の設計が困難な欠点をもつ。

5.4. 3分岐対称回路を使用したコーナー

5.4.1 映像パラメータの一般式

オ 5.14 図の如き対称立体回路は普通整合装置として使用されるが、オ 5.15 図の如く屈曲させばコーナーの一種と考えられる。オ 5.15 図の各導波管



オ5.14図 T分岐

オ5.15図 Y分岐

には *dominant mode* のみしか存在せず且無損失と假定すれば、かゝる二開口対称回路のインピーダンスマトリクス $[Z]$ は⁽³²⁾

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} - \frac{Z_{13}^2}{Z_{33} + Z_3} & Z_{12} - \frac{Z_{13}^2}{Z_{33} + Z_3} \\ Z_{12} - \frac{Z_{13}^2}{Z_{33} + Z_3} & Z_{11} - \frac{Z_{13}^2}{Z_{33} + Z_3} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

と表される。茲に係数 Z_{11} 、 Z_{33} は自己インピーダンス、 Z_{12} 、 Z_{13} は相互インピーダンス、 Z_3 は 3 なる口の端子面から見た負荷インピーダンスである。(5.1) 式よりオ 5.15 図の映像パラメータを計算すれば

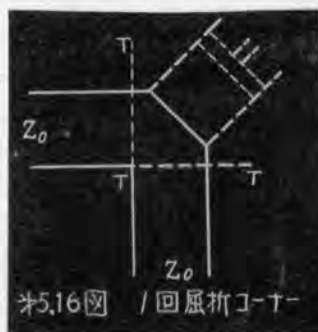
$$Z_i = \sqrt{\left(Z_{11} - \frac{Z_{13}^2}{Z_{33} + Z_3} \right)^2 - \left(Z_{12} - \frac{Z_{13}^2}{Z_{33} + Z_3} \right)^2} \quad (5.2)$$

$$\cos k\theta_i = \frac{Z_{11} Z_{33} + Z_{11} Z_3 - Z_{13}^2}{Z_{12} Z_{33} + Z_{12} Z_3 - Z_{13}^2} \quad (5.3)$$

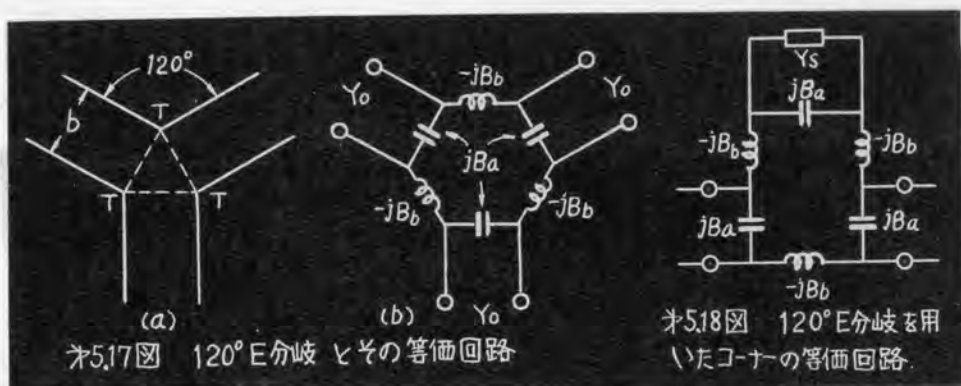
茲に $Z_3 = jZ_0 \tan \frac{2\pi\ell}{\lambda_g}$

Z_0 = 導波管の特性インピーダンス

(5.2)式にてピストンを調節すれば Z_3 は任意の虚数値をとり、 $Z_i = Z_0$ なる整合条件を満足出来て完全伝送が常に可能となる。上述の事を朝永氏、宮島氏⁽³³⁾は特性マトリクスを使用して証明してゐる。又オ5.16図の如きコーナーはオ5.15図の特殊な場合と考えられる。⁽³⁴⁾



5.4.2 120° 直列Y分岐を使用したコーナーの設計



オ5.17図 (a) の120° 直列Y分岐は (b) の如き等価回路に置きかえられ、その理論値は⁽³⁵⁾

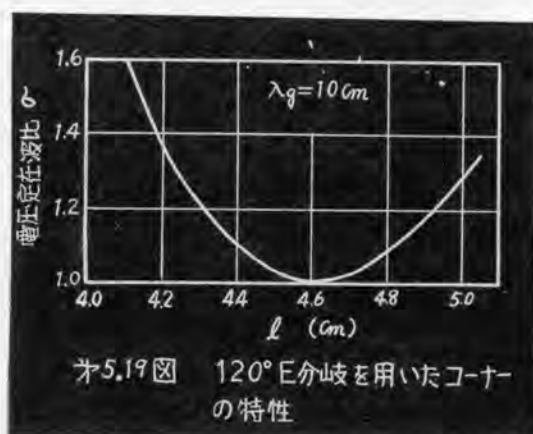
$$\left. \begin{aligned} \frac{B_a}{Y_0} &= \frac{2b}{\lambda_g} \times 0.6455 \\ \frac{B_b}{Y_0} &= \frac{\lambda_g}{b} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \end{aligned} \right\} \quad (5.4)$$

と与えられる。オ5.17図の一つの口に $Y_g = -jY_0 \cot \frac{2\pi\ell}{\lambda_g}$ なる負荷を接続せばオ5.18図の四端子網となり、その影像アドミッタンスを計算すれば

$$\left(\frac{Y_i}{Y_0}\right)^2 = -\left(\frac{B_a}{Y_0}\right)^2 + \frac{2\frac{B_a}{Y_0} \cdot \frac{B_b}{Y_0} \left(\cot \frac{2\pi\ell}{\lambda_g} - \frac{B_a}{Y_0}\right)}{3\cot \frac{2\pi\ell}{\lambda_g} - 3\frac{B_a}{Y_0} + \frac{B_b}{Y_0}} \quad (5.5)$$

又出力側に無反射端を接続した時、入力側より見たアドミッタンスを Y_{ab} とせば

$$\frac{Y_{ab}}{Y_0} = \frac{1}{\frac{3}{j\left(\frac{B_a}{Y_0}\right)} + \frac{1}{j\left(\frac{B_a}{Y_0}\right) - j\cot \frac{2\pi\ell}{\lambda_g}} + \frac{1}{j\left(\frac{B_a}{Y_0}\right) + 1}} + j\frac{B_a}{Y_0} \quad (5.6)$$



一例として(5.6)式にて $\lambda_g = 10$ cmとし ℓ を変化した場合の Y_{ab} を求め入力側に於ける定在波比 V を計算してえがけばオ5.19図を得る。

オ5.19図より $\ell = 4.65$ cm の時完全伝送される事が理論的にわかる。

5.4.3 120°Y分岐に関する実験結果

オ5.20図は120°Y分岐をコーナーとして使用した場合完全伝送を行うに必要なピストンの位置 ℓ と管内波長 λ_g との関係を示す実験曲線である。 ℓ はオ5.17図(a)の丁な

る端子面より測つた長さである。実験結果より、E分岐にて $\lambda_g = 10$ cmの条件は $l = 4.7$ cm となる。理論値と実験値の相異なる理由は機械工作の精度によるのか、理論式の

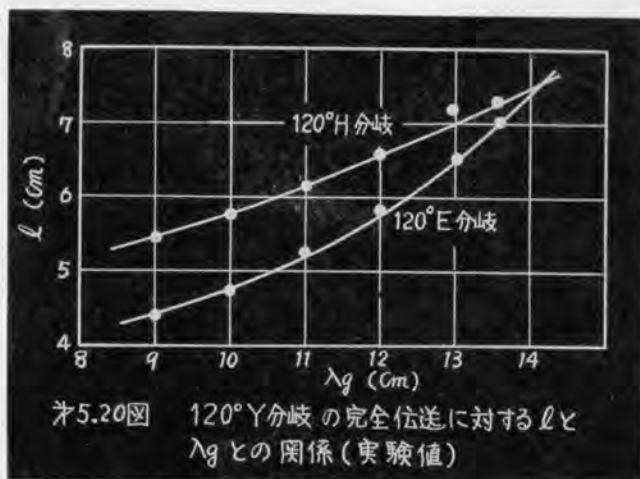


図5.20 120° Y分岐の完全伝送に対する l と λ_g との関係(実験値)

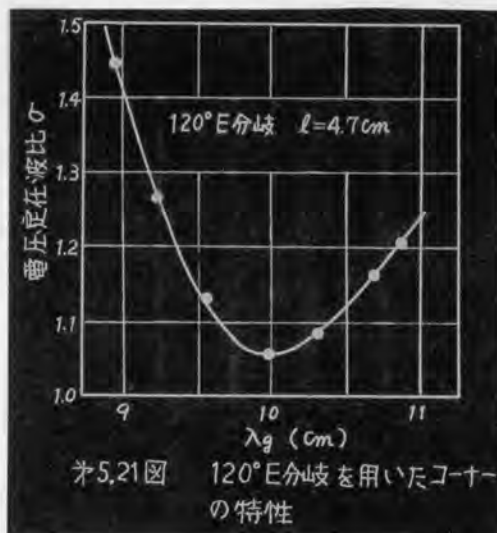


図5.21 120° E分岐を用いたコーナーの特性

誤差によるかは未だ不明にて検討中である。図5.21図は $l = 4.7$ cm とした 120° 直列 Y 分岐の周波数特性(実験値)である。

図より 3800 MC と 4100 MC の間で定在波比を 1.2 以下に保ち得る事が実験的にわかる。又 120° 並列 Y 分岐の周波数特性は 図5.22 図

(実験値) となり、直列 Y 分岐の特性と大略同様である。

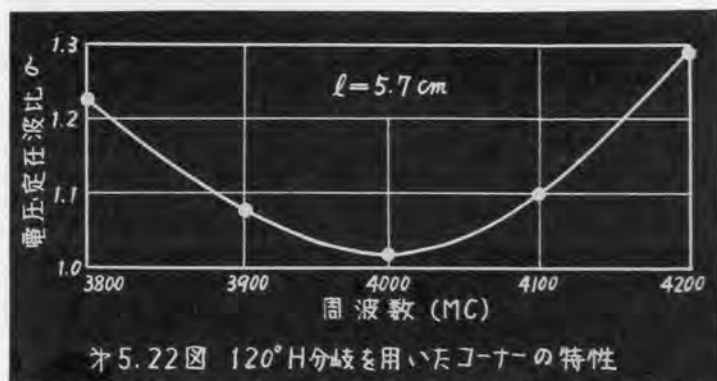


図5.22 120° H分岐を用いたコーナーの特性

第6章 小形導波管Eベンドの特性 及びEコーナーとの比較

6.1. 緒 言

現在マイクロ波の送受信装置、中継装置では、大きな半径(励振電波の2波長程度)のベンドが主として用いられている。

ベンドの設計に関しては、田中周三氏の論文⁽³⁶⁾⁽³⁷⁾があり、「曲りによつての全長を曲りによつての管内波長の $\frac{1}{2}$ 倍にする事が最適彎曲導波管の設計の原理である。」と述べられているが、これはベンドと導波管との接続部に於ける不連続の角に発生する高次変態の電磁界が、無視し得る程小さい大きな半径のベンドに対しては適用されるが、コーナーと大略同寸法の小形なEベンドの設計には補正する必要があると筆者は考えている。

本章では *Waveguide Handbook* の理論式⁽³⁸⁾を利用し、不連続の影響を考慮して設計した小形なEベンド及び二、三の適当な小形ベンドの特性を実験的に検討して、Eコーナーとの比較を行い、Eコーナーの特徴が小形な屈曲部をつくる場合によく発揮される事を明らかにした。

6.2. 映像パラメータによるEベンドの設計⁽¹⁾⁽⁹⁾⁽⁴⁾

第6.1図の如きEベンドは第6.2図の等価回路に置きかえ得る。⁽³⁸⁾ 茲に Z_0 , λ_g はベンド部分の特性インピーダンス及び傳播波長、 X_M は導波管との接続部に於ける不連続の角に発生する高次変態の電磁界を意味するリアクタンス。第6.2図の $ab-cd$ なる回路の規準化された四端子足数を A, B, C, D とし、導波管の損失を無視すれば、

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 & -j\frac{X}{Z_o} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos\theta & j\frac{Z_o'}{Z_o} \sin\theta \\ j\frac{Z_o}{Z_o'} \sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -j\frac{X}{Z_o} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} \cos\theta + \frac{X}{Z_o} \cdot \frac{Z_o'}{Z_o} \sin\theta & j\left\{\frac{Z_o'}{Z_o} - \left(\frac{X}{Z_o}\right) \cdot \frac{Z_o}{Z_o'}\right\} \sin\theta - 2\frac{X}{Z_o} \cos\theta \\ j\frac{Z_o}{Z_o'} \sin\theta & \cos\theta + \frac{X}{Z_o} \cdot \frac{Z_o'}{Z_o} \sin\theta \end{pmatrix} \quad (6.1)
 \end{aligned}$$

$$\text{茲に} \quad \theta = \frac{2\pi Lb}{\lambda g'}$$

と計算される。従つて影像パラメータ Z_i, θ_i は

$$\frac{Z_i}{Z_o} = \sqrt{\frac{B}{C}} = \sqrt{\left(\frac{Z_o'}{Z_o}\right)^2 - \left(\frac{X}{Z_o}\right)^2 - 2\frac{X}{Z_o} \cdot \frac{Z_o'}{Z_o} \cot\theta} \quad (6.2)$$

$$\cosh \theta_i = \sqrt{AD} = \cos\theta + \frac{X}{Z_o} \cdot \frac{Z_o'}{Z_o} \sin\theta \quad (6.3)$$

となる。(6.2) 式の $\frac{Z_i}{Z_o} = 1$ と置いて完全伝送の条件を求めると、

$$\left(\frac{Z_o}{X}\right) \left[\frac{Z_o'}{Z_o} - \frac{Z_o}{Z_o'}\right] - \left(\frac{X}{Z_o'}\right) = 2 \cot \frac{2\pi Lb}{\lambda g'} \quad (6.4)$$

(6.4) 式は両辺共 R の函数であるから、使用波長 λ_g , 屈曲角 φ

を与へ、 Z_o' , X , $\lambda g'$ には *Waveguide Handbook* の式⁽³⁸⁾を用いれば図式計算により、最適平均半径 R が求められる。若し (6.4) 式にて $X=0$ と假定せば

$$\cot \frac{2\pi L_b}{\lambda g'} = \infty, \text{ 従つて } L_b = \frac{n\lambda g'}{2} \quad (n \text{ は整数})$$

となり、田中周三氏の設計原理⁽³⁶⁾と一致する。(1.8)式の完全伝送の条件は、本節の場合 Z_o を零或は無限大とする為適用されない。

次に電力透過係数 T は

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} &= \frac{|A+B+C+D|^2}{4} = 1 + \frac{\sin^2 \theta}{4} \left[\left(\frac{Z_o'}{Z_o} \right)^2 + \left(\frac{Z_o}{Z_o'} \right)^2 - 2 \right] \\ &+ \frac{\sin^2 \theta}{2} \left[\left(\frac{X}{Z_o'} \right)^2 - \left(\frac{X}{Z_o} \right)^2 \right] + \sin \theta \cdot \cos \theta \cdot \left(\frac{X}{Z_o'} \right) \left[1 - \left(\frac{Z_o'}{Z_o} \right)^2 \right] \\ &+ \left(\frac{X}{Z_o} \right)^2 \left[\cos \theta + \frac{1}{2} \left(\frac{X}{Z_o} \right) \left(\frac{Z_o}{Z_o'} \right) \sin \theta \right] \end{aligned} \quad (6.5)$$

$$\text{茲に } \theta = \frac{2\pi L_b}{\lambda g'}$$

にて計算される。

6.3. 小形Eベンドの特性及びEコーナーとの比較

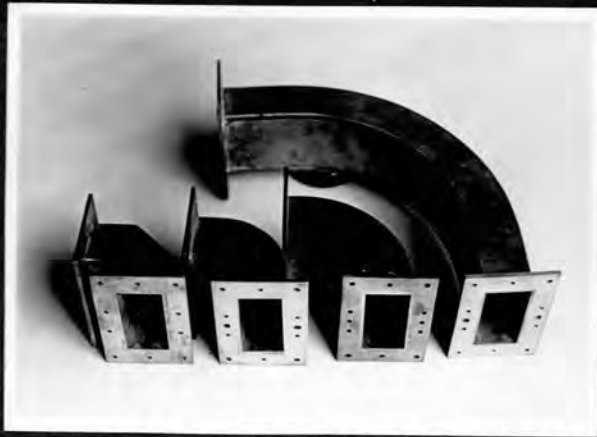
第6.3図は試作した4000 MC用小形Eベンドにて、その特性の実験結果を第6.4図に示す。 $R = 1.45 \text{ cm}$ はEベンドの極小、

第 6.3 図

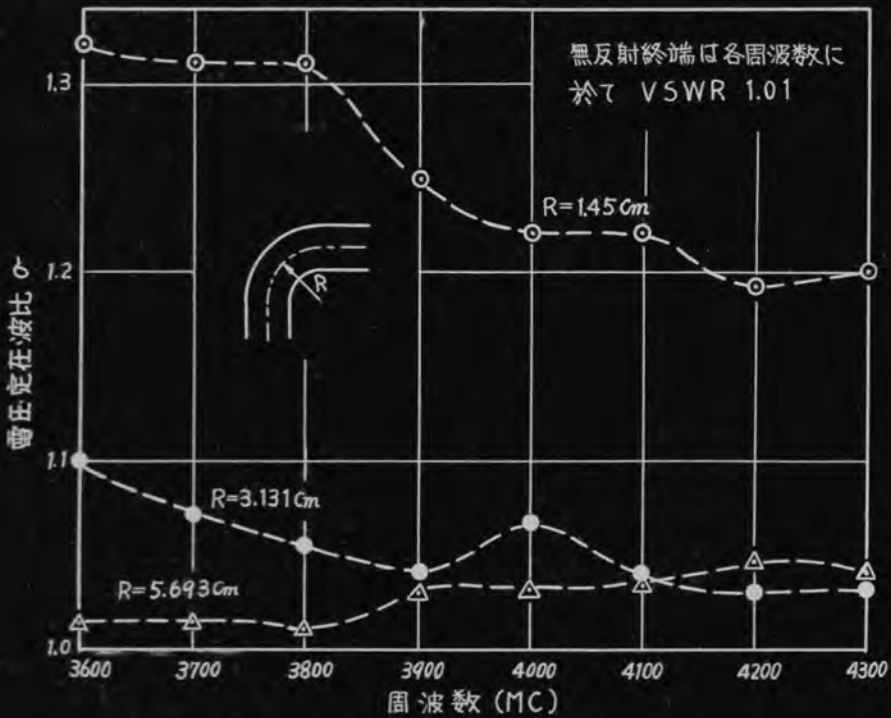
※ 6.4 図

※ 6.2 図

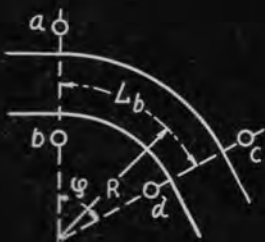
※ 6.1 図



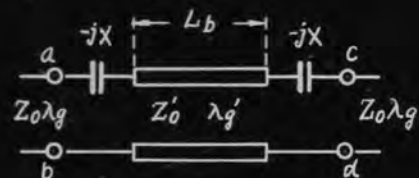
※6.3 図 右より $R=13.45\text{ cm}$, $R=5.693\text{ cm}$, $R=3.131\text{ cm}$ の試作Eバンド
(一番左は2回屈折コーナーにて大きさの比較に供す。)



※6.4 図 Eバンドの周波数特性 (実験値)



※6.1 図 Eバンド



※6.2 図 Eバンドの等価回路

$R = 3.13 \text{ cm}$ は全長 $L_b = 4.916 \text{ cm}$ となり、^表第2章にて述べた $m = 1$ なる3回及び4回屈折コーナー（第2.9章参照）より幾分大きく $m = 1$ として R を大にした場合と大略同寸法である。

$R = 5.69 \text{ cm}$ は前節(6.4)式を満足する様に設計したベンドにて、全長 $L_b = 8.94 \text{ cm}$ となり、第4章の4回屈折コーナー（第4.3表参照）と大略同寸法である。

第6.4図と第2.9表、3.4表、4.3表を比較検討すれば、次の結果を得る。

- (a) 2項定理の係数に従い設計した2回或は4回屈折コーナー（第3.21図、第4.8図参照）は夫々大略同寸法のベンドより非常に特性がすぐれている。
- (b) 第2.9表の等屈曲角、等間隔の3回及び4回屈折コーナーは、 $m = 1$ なる小形の時は大略同寸法のベンドよりまさるか、 $m = 2$ なる中形の時は大略同寸法のベンドより劣る。
- (c) 2個の周波数を完全伝送する2回屈折コーナー（第3.19図）は大略同寸法の $R = 3.13 \text{ cm}$ のベンドより幾分まさるが、同様な4回屈折コーナー（第4.6図）は大略同寸法の $R = 5.69 \text{ cm}$ のベンドと同程度の特性である。
- (d) 適当に角をきりとった1回屈折コーナー（第5.1表参照）は、大略同寸法の $R = 1.45 \text{ cm}$ のベンドより非常により特性をもつ。

以上の結果を見ればEコーナーの特徴は小形の屈曲部をつくる場合によく発揮される事がわかる。

第6.1表は $R = 5.69 \text{ cm}$ の小形Eベンドの周波数特性の理論計算値を示す。

f (MC)	λ_g (cm)	λ_g' (cm)	$\frac{Z_o'}{Z_o}$	$\frac{X}{Z_o}$	$\theta = \frac{2\pi L_b}{\lambda_g}$ (degree)	σ
3600	11.97	12.07	1.008	0.008	266.6	1.015
3700	11.32	11.28	0.996	0.009	285.4	1.016
3800	10.76	10.59	0.984	0.011	303.8	1.019
3900	10.27	9.99	0.972	0.012	322.2	1.013
4000	9.83	9.43	0.959	0.013	341.2	1.000
4100	9.43	8.92	0.946	0.015	360.5	1.032
4200	9.05	8.45	0.931	0.016	380.8	1.081
4300	8.73	8.04	0.920	0.018	400.4	1.136

$f=4000$ MC, $R=5.69$ cm. (6.4)式は

$$\left(\frac{Z_o}{X}\right) \left[\frac{Z_o'}{Z_o} - \frac{Z_o}{Z_o'} \right] - \left(\frac{X}{Z_o'} \right) = 2 \cot \theta = -5.9$$

表6.1表 $R=5.69$ cm の小形Eバンドの周波数特性 (理論計算値)

第7章 結 言

マイクロ波通信装置では、導波管の曲り部分を必要とする場合が多く、現在は大きい半径で円形に曲げたベントが主として用いられているが、小形なコーナーで良好な特性のものが得られれば大変好都合である。特に *compact* な装置を製作する際には極めて重要な問題となる。又最近のマイクロ波による超多重電話回線では、導波管曲り部分での反射を極めて少くせねばならぬ必要上、益々高性能にて広帯域特性の曲り部分が要求されている。かかる現状にも拘らず、曲り部分の設計は実験資料をもとにして製作され、理論的設計は行われていない。

筆者も最初は、実験的に各種のコーナーやベントの特性改善を試みていたが、理論的設計の必要を感じ、工学的に四端子網理論を適用して先づ2回屈折Eコーナーの設計を行い実験結果と比較検討して、十分実用に役立つ事が出来た。かかる設計をもとにして新しく90度屈折したコーナー、窓を配置したコーナー、屈曲角や屈曲部間隔を変化させたコーナー等を考案して、これらの理論的設計公式を与え、最初の2回屈折コーナーの特性を著しく改善する事に成功し、小形な屈曲部の設計としては、略々完成させる事が出来た。

かかるコーナーの実用に際しては、要求される性能や目的に応じてコーナーの種類を決定し、設計公式に従って寸法を決定すればよい。只角をきりとった1回屈折コーナーの理論的設計方法は未だ完成せず、実験的研究のみが報告されている。又Hコーナーの設計に対する理論と実験の両面よりの研究も未だ完成していないが、Eコーナーに対すると類似の特性改善方法が適用されるものと考えられる。

第 8 章

この章では、電波の伝播特性を測定するための測定装置について述べる。まず、電波の伝播特性を測定するための測定装置の構成について述べる。次に、電波の伝播特性を測定するための測定装置の動作原理について述べる。最後に、電波の伝播特性を測定するための測定装置の測定結果について述べる。

電波の伝播特性を測定するための測定装置の構成は、図 8.1 に示す通りである。図 8.1 は、電波の伝播特性を測定するための測定装置の構成を示す図である。図 8.1 は、電波の伝播特性を測定するための測定装置の構成を示す図である。図 8.1 は、電波の伝播特性を測定するための測定装置の構成を示す図である。

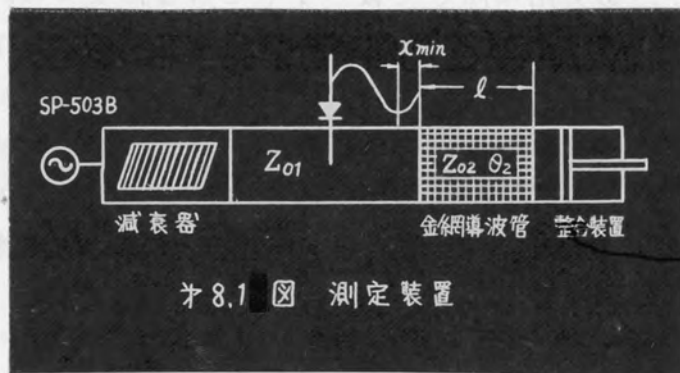


図 8.1 測定装置

第 II 部

金網導波管及び表面波線による極超短波勢力伝送置 路

第 8 章 金網導波管の伝送特性^{(39) (40) (41)}

8.1. 緒 言

導波管は同軸ケーブルにくらべて減衰が少く且伝送電力容量の大きい利点を持つが、*inflexibility* なる欠点がある。

金網導波管はこの欠点を補う爲に考えられるが、その性能に関して筆者は殆ど発表されたものを知らない。

本章は日本の標準規格である $58 \times 29 \text{ mm}$ なる断面寸法の板金の金網導波管を試作し、その減衰定数を測定して十分実用に供し得る事を示すと共に、伝播定数の測定方法を三種類考え、比較検討した。

実際に使用される場合は、金網導波管が必要な区劃に挿入されるのであり、その接続部の不連続により幾分反射が生ずる。

測定方法の比較は先づこの不連続の影響を検討し、次に金網導波管内に存在する波の姿態を考慮して三種類の測定が如何なる意味の傳播定数を求めたかを明らかにした。

8.2. 傳播定数の測定理論とその検討

(a) 電力反射比測定

図 8.1 図の如く金網導波管の出力側を短絡し、入力側にて定在波比 $\alpha = E_{\max}/E_{\min}$ を測定すると、減衰定数 $\alpha^{(92)}$ は

$$\alpha = \frac{10}{l} \log_{10} \frac{\alpha+1}{\alpha-1} \text{ db/m} \quad (8.1)$$

と計算される。茲に $l(m)$ は金網導波管の長さ。今上式を展開せば

$$\alpha = \frac{8.69}{l} \left(\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{3\alpha^3} + \frac{1}{5\alpha^5} + \dots \right) \text{ db/m} \quad (8.2)$$

と表され、 α の大なる時の近似式を得る。この方法は金網導波管が完全に整合されていて接続部にて反射が全くなないと假定している。実際は接続部に不連続があり、 α の値は短絡面の位置により幾分異なる。従つて今 α_{\max} より α_{\min} まで変化するとせば、

$$\alpha = \frac{10}{2l} \left(\log_{10} \frac{\alpha_{\max}+1}{\alpha_{\max}-1} + \log_{10} \frac{\alpha_{\min}+1}{\alpha_{\min}-1} \right) \text{ db/m} \quad (8.3)$$

と表される。

(6) 影像減衰足数の測定

第 8.1 図の如く、可動短絡板を用いて金網導波管の短絡端及び開放端をつくり、平流率検出器にて定在波比 ρ と入力端から最小電界点までの距離 x_{\min} 及び管内波長 λ_g を測定せば被測定インピーダンス $Z_x^{(43)}$ は

$$Z_x = Z_0 \cdot \frac{1 - j\rho \tan(2\pi x_{\min}/\lambda_g)}{\rho - j \tan(2\pi x_{\min}/\lambda_g)} \quad (8.4)$$

と計算される。茲に Z_0 は平流率検出用導波管の特性インピー

ダンス。今全網導波管の挿入区劃を一つの四端子網と考え、その影像パラメータを Z_{02} , θ_2 とせば、第 8.2 図の等価回路となり、短絡及び開放インピーダンスを Z_s 及び Z_f とせば、

$$Z_s = Z_{02} \tanh \theta_2$$

$$Z_f = Z_{02} \coth \theta_2$$

と表される。従つて

$$Z_{02} = \sqrt{Z_s \cdot Z_f} \quad (8.5)$$

$$\theta_2 = \tanh^{-1} \sqrt{\frac{Z_s}{Z_f}} = \frac{1}{2} \log_e \frac{1 + \sqrt{Z_s/Z_f}}{1 - \sqrt{Z_s/Z_f}} \quad (8.6)$$

茲に $\sqrt{Z_s/Z_f}$ の値は (8.4) 式より与えられ、その測定値を代入して

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{Z_s}{Z_f}} &= \sqrt{\frac{[1 - j\sigma_s \tan(2\pi X_{smin}/\lambda_g)][\sigma_f - j\tan(2\pi X_{fmin}/\lambda_g)]}{[\sigma_s - j\tan(2\pi X_{smin}/\lambda_g)][1 - j\sigma_f \tan(2\pi X_{fmin}/\lambda_g)]}} \\ &= a + jb \end{aligned} \quad (8.7)$$

と計算される。茲に a , b は実数にて a は物理的意味より必ず正の実数値をとる。

今 $\theta_2 = \gamma_2 l$ と置いて四端子網を l なる長さの線路と等価に置きかえると減衰定数は、

$$\alpha = \frac{8.686}{4l} \log_e \frac{(1+a)^2 + b^2}{(1-a)^2 + b^2} \text{ db/m} \quad (8.8)$$

と表される。この方法は接続点の不連続の影響を含んだ全網全体の映像伝播定数 θ_2 を求め、これを全網の単位長当りに換算したもので、金網線路のみの伝播定数に不連続の影響が加った値である。換言せば無限に長い金網伝送線路を進行波が伝播する時の伝播定数とは厳密には完全に同じものではない。

(a) の電力反射比測定法は金網部分の映像インピーダンス Z_{02} を Z_{01} に等しいと假定した場合に相当する。換言せば金網導波管の接続部や内部に *dominant mode* のみが存在し、接続点にて全く反射がないと假定している。従つて (a) の公式 (8.1) 式は (b) の公式の特別の場合として導かれねはならない。今これを証明する。

短路インピーダンス Z_s は次の如く書き表し得る。

$$Z_s = Z_{02} \tanh \theta_2 = Z_{02} \frac{1 - e^{-2\theta_2}}{1 + e^{-2\theta_2}} \quad (8.9)$$

一方この場合金網導波管の入力端に於ける複素反射係数を r_s とせば

$$Z_s = Z_{01} \frac{1 + r_s}{1 - r_s} \quad (8.10)$$

なる関係が得られる。(8.9) 及び (8.10) 式に $Z_{01} = Z_{02}$ なる假定を用いると、

$$r_s = -e^{-2\theta_2} \quad (8.11)$$

$$\text{又 } |r_s| = e^{-2\alpha l} \quad (8.12)$$

なる関係式が得られる。茲に θ_2 は映像伝播定数である。同様の事を開放インピーダンス Z_f につき計算すれば、この場合の

複素反射係数 r_f は

$$r_f = e^{-2\theta_2} \quad (8.13)$$

$$|r_f| = e^{-2\alpha l} \quad (8.14)$$

と表される。又 (8.10) 式を用いて

$$\sqrt{\frac{Z_s}{Z_f}} = \sqrt{\frac{1+r_s}{1-r_s} \cdot \frac{1-r_f}{1+r_f}}$$

(8.11) 及 (8.13) 式を代入して

$$\sqrt{\frac{Z_s}{Z_f}} = \frac{1 - e^{-2\theta_2}}{1 + e^{-2\theta_2}} \quad (8.15)$$

今 (6) の公式 (8.6) の実数部分をとると

$$\alpha l = \frac{1}{2} \log_e \left| \frac{1 + \sqrt{Z_s/Z_f}}{1 - \sqrt{Z_s/Z_f}} \right| \quad (8.16)$$

(8.15) 式を代入すると

$$\alpha l = \frac{1}{2} \log_e \left| \frac{1}{e^{-2\theta_2}} \right| = \frac{1}{2} \log_e \frac{1}{e^{-2\alpha l}} \quad (8.17)$$

更に (8.12) 及び (8.14) 式より $|r| = e^{-2\alpha l}$ なる関係と
 $|r| = \frac{\alpha - 1}{\alpha + 1}$ なる関係を用いると (8.17) 式は、

$$\alpha = \frac{1}{2l} \log_e \frac{\alpha+1}{\alpha-1} \text{ Nepers/m}$$

$$= \frac{10}{l} \log_{10} \frac{\alpha+1}{\alpha-1} \text{ db/m} \quad (8.1)$$

と書きかられ、(b) の公式の特別の場合として (8.1) 式を導得る事が証明される。

(C) 金網空洞の無負荷時の Q_u 値測定。

図 8.3 図の如く金網導波管にて空洞をつくり、細隙にて導波管と接続し細隙から見た空洞のインピーダンスを測定すれば空洞の無負荷時の Q 値を求める事が出来る。⁽⁴⁴⁾



実験では測定波長を H_{111} 型空洞波長計にて測定し

たから、共振時の空洞長を d とし、共振の帯域中に相当する空洞長の変化を $2\Delta d$ とせば

$$Q = \frac{w_0}{2\Delta w} = \left(\frac{2d}{\lambda_0} \right)^2 \left(\frac{d}{2\Delta d} \right) \quad (8.18)$$

と計算される。

茲に入。は共振時の空間波長、 w_0 は共振角周波数。而るに金網導波管の減衰定数 α と金網空洞の Q_u 値の間には次の関係式がある。⁽⁴⁵⁾

$$Q_u = \frac{\pi}{\alpha \lambda_g} \left(\frac{\lambda_g}{\lambda_0} \right)^2 \quad (8.19)$$

(8.19) 式を用いて

$$\alpha = 8.686 \frac{\pi}{Q_u \lambda_g} \left(\frac{\lambda_g}{\lambda_0} \right)^2 \text{ db/m} \quad (8.20)$$

なる減衰定数を求める公式が得られる。茲に λ_g は共振時の金網導波管の管内波長。(8.19), (8.20) 式は金網導波管内に *dominant mode* のみ存在し且空洞の損失が小さい(α の値が小さい)と假定し且空洞短絡板の損失を無視して導かれる。然し(a)及び(b)の場合の如く、平流率測定器と金網導波管の接続部に於ける不連続の影響を受けないで、金網導波管のみの減衰定数を測定出来る。又 Q_u 値を以てすれば金網の性能を正確に表し得る。然し実用に供する場合は導波管の接続部に不連続があり反射波が存在している。

8.3. 実験結果とその検討

第8.1図の如く共振管としてクライストロン SP-503 B を用いて可変減衰器を通して平流率検出器に接続した。

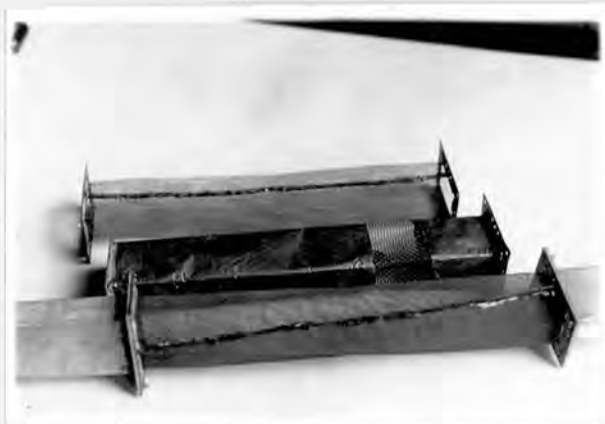
金網空洞のインピーダンス測定の場合は十分減衰器を入れて被測定空洞とクライストロン発振器の結合を疎にして置く必要がある。又(a)の電力反射比法及び(b)の影像減衰定数測定法にて定在波比のみは被測定回路の減衰が少い為非常に大なる値となり、直接測定する事は出来ないが、電磁界の最も弱い附近の分布のみ調べて次の式により計算した。^(a,b)

$$\frac{E_{min}}{E_{max}} = \frac{\sin\left(\frac{2\pi\Delta x}{\lambda_g}\right)}{\sqrt{\left(\frac{E_x}{E_{min}}\right)^2 - \cos^2\frac{2\pi\Delta x}{\lambda_g}}} \quad (8.21)$$

茲に Δx は電界最小点と E_x なる距離。

今鉾石電流を I_{u4} とせば $\left(\frac{E_x}{E_{min}}\right)^2 = \frac{I_x}{I_{min}}$ なる関係があり、この値を3程度にえらんで定在波比を測定した。

第8.4図及び第8.5図は試作した4000 MC用金網導波管を示す。



第 8.4 図

試作金網導波管（振る
事可能）

前より 1 mm 目、 2.3 mm 目、
及び 3 mm 目を示す。



第 8.5 図

試作金網導波管（曲げる
事可能）

前より 1 mm 目、 2.3 mm
目、 3 mm 目を示す。

網目 (mm)	隙間率 (%)	l (cm)	λ_g (cm)	電力反射比法			影像パラメータ法	
				$\alpha_s \text{ db/m}$	$\alpha_t \text{ db/m}$	$\frac{\alpha_s + \alpha_t}{2} \text{ db/m}$	$\tan \delta \theta_2$	$\alpha \text{ db/m}$
1	56.2	36.3	10.12	0.33	0.36	0.345	$0.01876 + j0.5597$	0.35
2.3	71.5	36.6	10.34	0.62	0.69	0.655	$0.03556 + j0.5288$	0.67
3	69.5	36.4	10.9	0.54	0.83	0.685	$0.0420 - j0.6957$	0.63

オ 8.1 表 (a) 及び (b) の方法による金網導波管の減衰定数の測定値

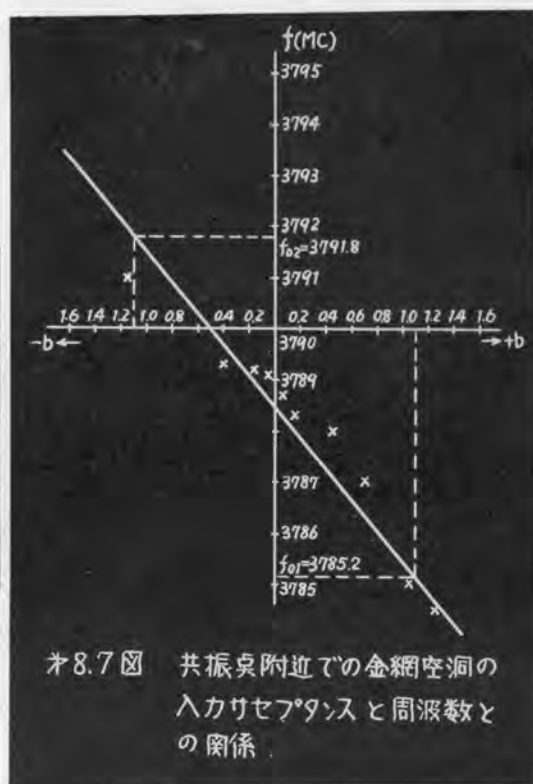
第8.1表は銅線が軸方向及び軸と直角方向にある媒の可能な導波管について (a) 及び (b) の方法で行った測定値である。

1 mm 目の銅網は線径 0.25 mm であり、2.3 mm 目は 0.35 mm、3 mm 目は 0.5 mm である。実験結果より各種金網導波管の減衰定数の値は 0.3 ~ 0.7 db/m であり、十分実用に供し得る事がわかる。一見すると網目が 3 mm の導波管は網目が 2.3 mm のものより性能が相当悪い様に思われるが、実験の結果殆んど同じ減衰定数の値を得た。これは線の直径が異なり、隙間率を考えると 2.3 mm 目の方が 2% 大であり、当然の事と考えられる。

次に同じ金網導波管に対し (c) の共振法で測定した結果を第8.2表に示す。

網 目	Q_u	α db/m
1 mm	1250	0.37
2.3 mm	627	0.74
3 mm	574	0.79

第8.2表 (c)の共振法による金網導波管の減衰定数の測定値、測定管内波長 $\lambda_g = 10.4$ cm.



第8.7図 共振点附近での金網空洞の入力セパランスと周波数との関係

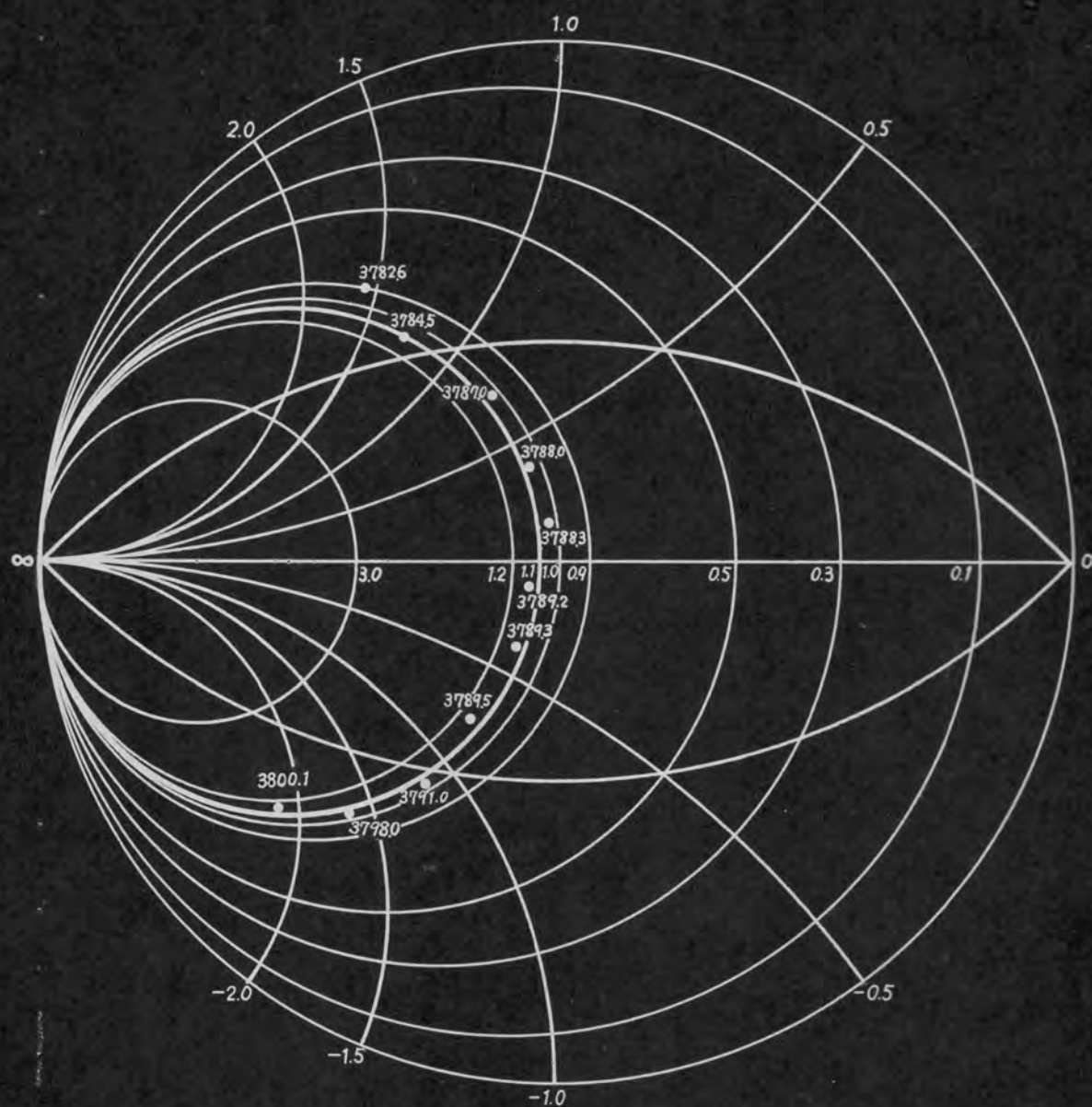
第 8.6 図は 3mm 目の金網導波管を $1\text{ mm} \times 28\text{ mm}$ の細隙にて結合し、平流率検出器にて金網空洞のアドミッタンスを測定し、スミス図表上にえがいた軌跡である。図の如くアドミッタンス軌跡は円になる。

第 8.7 図は第 8.6 図より得られる空洞のサセプタンスの周波数特性にて共振の近くでは大略直線となる。

第 8.6 図、8.7 図より金網空洞の無負荷時の Q_u 値が計算される。第 8.2 表はこの様にして計算した値である。

金網導波管内の位相定数或は管内波長は測定した結果、平流率検出用導波管内の値と完全に一致したので、殆ど変化しないものと考えられる。又第 8.1 表、8.2 表の測定値は導波管を真直ぐにして実験した値である。然し試作した長さ 36 cm の導波管を 90° 戻ったり、曲げたりした場合も殆ど性能の変化しない事が実験的に示された。

金網導波管を絶縁テープで被覆して湿気を防いだり、銅箔やアルミ箔等で被覆して遮蔽する事は実用上必要となるが、かかる場合の性能については未だ正確には実験していないがあまり変化しないものと考えている。



※8.6 図 スミス図表上に於ける金網空洞の入力アドミッタンスの軌跡

ア 8.6 図

第9章 表面波線路屈曲部伝送特性の測定⁽⁴⁷⁾⁽⁴⁸⁾⁽⁴⁹⁾

9.1. 緒 言

G. Goubauにより提唱された誘電体被覆を有する表面線路⁽⁵⁰⁾⁽⁵¹⁾は構造簡単にて経費が僅少で済み、更に減衰が同軸ケーブルにくらべて極めて少い優秀な給電線である。

この給電線は導波管のような高域濾波特性はないが波長が長くなると電磁界が非常にひろがる為、表面波を能率よく励振することが困難となり、実用的には極超短波の伝送のみに使用される。然し電磁界が空間にひろがっている為、支持方法に注意が必要であり、又急激な屈曲は伝送能率を低下さす。

本章は表面波線路屈曲部の伝送特性を詳細に研究する為屈曲部に四端子回路網理論を適用して、屈曲部の影像パラメータや四端子定数を求め、これらの値から屈曲部の伝送損失、輻射損失、及び反射損失を計算して伝送特性を明らかにした。

更に今まで表面波線路損失の測定に用いられた整合負荷と電力計を用いる電力計法、短路用反射板を用いる定在波比測定法及び、Q値を測定する共振法を検討して、屈曲部のみの伝送特性を正確に求めるには單昔の四端子網的取扱ひによらねばならない事を論じた。

9.2. 従来の表面波線路損失測定方法の検討

線路損失の測定には電力計法、共振法、及び定任波比測定法等あるが何れも屈曲部損失の測定には欠点がある。又屈曲部にてどの程度の反射損失や輻射損失があるかは測定し難い。

(a) 電力計法の検討

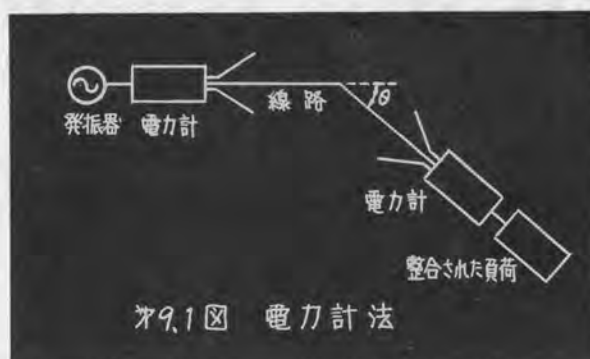
第9.1図の如く線路の終端に整合負荷を接続し、共振器から線路に供給される電力 P_1 と負荷に供給される電力 P_2 とを測定すれば、全損失 L_{tot} は

$$L_{tot} = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} \text{ db} \quad (9.1)$$

この L_{tot} より送受両端の合算したラッパの損失 L_h と線路の損失 αl を差引けば、屈曲部の損失 L_c は

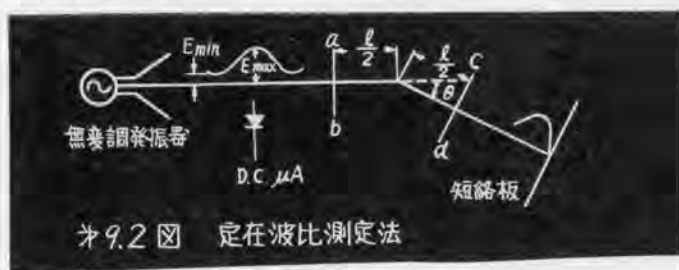
$$L_c = L_{tot} - L_h - \alpha l \text{ db} \quad (9.2)$$

この測定法では屈曲部から電源側及び負荷側を見たインピーダンスが共に完全に整合されている必要があり、線路上に定在波が発生しないように整合に十分注意する必要がある。



実際問題としては完全な整合は得難く幾分か定任波を生じ屈曲部のみの損失測定を困難ならしめる。放送技研の鈴木桂二氏⁽²⁾は SP-605B にて 520 MC を発振させ、表面波線路励振用のピックアップコイルを発振器空洞に直接結合し、その出力側に同軸型整合回路と熱電対又は豆ランプを負荷して出力を測定したが、たとえ受端を整合してもエナメル線上の定任波は鉍石検波器で測定して最大 $11\mu A$ 、最小 $6\mu A$ にて定任波比 $\rho = 1.35$ であつたと発表されている。又この実験では負荷が発振器空洞に直接結合されている為電源側のインピーダンス整合がなされておらず、従つて電力 P_2 の値は電源側のインピーダンスの影響を受けて変化する。換言すれば鈴木氏の測定された値は次節の四端網理論にて論ずる電力伝送の有効率を測定した事になり、従つてこの有効率の値は電源及び負荷インピーダンスの影響を受け、電源及び負荷の両者が共に完全整合されている場合だけ屈曲部のみの性質から定る正確な損失値を与える事になる。

(b) 定任波比測定法



第9.2図の如く線路の一端に短絡用反射板を置いて、定任波を発生させ $l(m)$ なる距離で定任波比 $\rho = E_{max}/E_{min}$ を測定すれば、線路が屈曲なく真直ぐな場合、減衰定数 α は

$$\alpha = \frac{10}{l} \log_{10} \frac{\rho + 1}{\rho - 1} \text{ db/m} = \frac{8.69}{l} \left(\frac{1}{\rho} + \frac{1}{3\rho^3} + \frac{1}{5\rho^5} + \dots \right) \text{ db/m} \quad (9.3)$$

若し短絡用反射板に L_s dbなる損失があれば

$$\alpha = \frac{1}{l} \left(10 \log_{10} \frac{\alpha+1}{\alpha-1} - \frac{L_s}{2} \right) \text{ dB/m} \quad (9.4)$$

然し線路が第9.2図の如く屈曲している場合は、屈曲部に電界の腹が存在する時は α の値は極小値をとり、電界が節の時は α は極大値をとる。従って若し屈曲部伝送損失 L_c を

$$L_c = 10 \log_{10} \left(\frac{\alpha+1}{\alpha-1} \right) - \alpha l - \frac{L_s}{2} \text{ dB} \quad (9.5)$$

なる式で表せば屈曲部の定在波振幅が腹か節かにより α の値は α_{\min} から α_{\max} まで変化し、 L_c の値は正確に測定出来ない。筆者は直径 1.6 mm のエナメル線を反射板から $l = 20\lambda$ なる距離にて α を測定し、反射板から 10 λ の丁度真中で屈曲角 $\theta = 50^\circ$ に保って屈曲位置を $\lambda/8$ ずつ変化した結果、第9.3図の如く $\alpha_{\max} = 2.39$ から $\alpha_{\min} = 2.19$ 間を変化した。(9.5)式の L_c の値に換算すると 3.19 db と 3.56 db の間を変化する。茲に入は線路上の波長にて第9.3図では $\lambda = 8.87 \text{ cm}$ である。

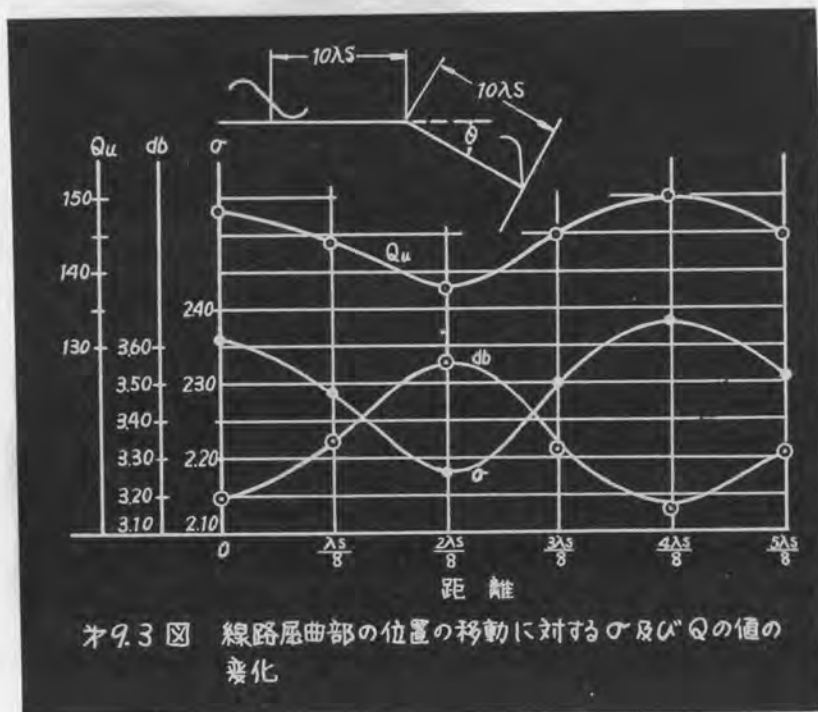


図9.3 線路屈曲部の位置の移動に対する σ 及び Q の値の变化

(C) 共振法

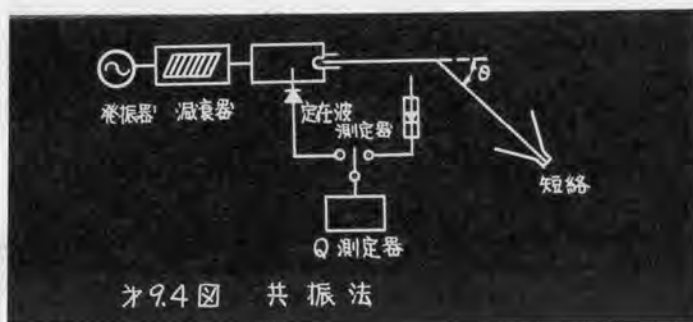


図9.4 共振法

図9.4図に示す如く線路の両端を短絡して表面波線路共振系をつくり、その無負荷時の Q_u 値を測定する。
今線路が屈曲なく真直ぐに張られた場合、線路系全体の減衰定数を α_{tot} 、線路自体の減衰定数を α 、線路系全体の損失を L_{tot} 、送受両端のラッパによる損失を合算して L_h 、線路長を l 、波長

を λ とせば、自由空間波長と線路上の波長が同一なら

$$Q_u = \frac{\pi}{\alpha_{tot} \lambda} = \frac{\pi}{\lambda \frac{L_{tot}}{l}} = \frac{\pi}{\lambda} \cdot \frac{l}{\alpha + \frac{L_h}{l}} \quad (9.6)$$

然し線路が第 9.4 図の如く屈曲している場合は、屈曲部に電界の腹が存在する時は Q_u は極小値をとり電界の節が存在する時は Q_u は極大値をとる。従つて若し屈曲損失 L_c を

$$Q_u = \frac{\pi}{\lambda} \frac{l}{\alpha + \frac{L_h}{l} + \frac{L_c}{l}} \quad (9.7)$$

なる関係より

$$L_c = \frac{\pi l}{\lambda Q_u} - \alpha l - L_h \quad (9.8)$$

なる式で表せば L_c は屈曲部に於ける定在波振幅の大小により変化して正確に屈曲損失を測定出来ない。前述の第 9.3 図の実験に於ける α の測定値を用い、且つ

$$\alpha_{tot} = \frac{1}{l} \log_e \frac{\alpha+1}{\alpha-1} \simeq \frac{1}{\alpha l} \quad \text{Neper/cm}$$

なる関係を (9.6) 式に代入して

$$Q_u = \frac{\pi \alpha l}{\lambda} \quad (9.9)$$

なる値を曲線にえがけば Q_u の値は θ の変化に対応して

第9.3図の如く149と137.5の間を変化する。

東大星合教授及び森脇教授は、長さ $l = 8\text{ m}$ の線路にて共振系をつくり、F, M, 電源にて励振し丁度真中を屈曲させた場合の伝送損失を線路の途中においた鉋石検波器によりブラウン管上に共振曲線を描かせて測定した。かくの如く丁度真中を屈曲させて共振させると屈曲部は丁度定在波の腹か即の最も特殊な場合に相当し、第9.3図に示した程度の誤差を Q 値に生ずる事になる。

9.3. 表面波線路屈曲部の四端子網的取扱

前節に述べたような方法では線路屈曲部の伝送特性を正確に測定出来ない為、筆者は第9.2図の如く屈曲部を含む ab 及び cd なる端子面を考へ、かゝる四端子網の影像パラメータや四端子定数を求める事により、第9.5図、或は第9.6図の等価回路に置きかえて伝送特性を求めた。

影像パラメータ及び四端子定数の決定は出力端子 cd を短絡及び開放した時の入力端子 ab から見た短絡及び開放インピーダンス Z_s 及び Z_f を測定して計算した。



第9.5図 第9.2図の屈曲部 $ab-cd$ の等価回路



第9.6図 第9.2図の屈曲部 $ab-cd$ の等価回路



第9.7図 屈曲部の等価回路

今第 9.7 図の如く電圧、電流を表せば

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (9.10)$$

影像パラメータで表せば

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \cosh \theta & \sqrt{Z_{01} Z_{02}} \sinh \theta \\ \frac{\sinh \theta}{\sqrt{Z_{01} Z_{02}}} & \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \cosh \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (9.11)$$

又相互インピーダンス $Z_{12} = \frac{E}{I_2}$ は

$$\begin{aligned} Z_{12} = & \left(\sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} Z_e + \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} Z_g \right) \cosh \theta \\ & + \left(\sqrt{Z_{01} Z_{02}} + \frac{Z_g Z_e}{\sqrt{Z_{01} Z_{02}}} \right) \sinh \theta \end{aligned} \quad (9.12)$$

四端子定数で表すと

$$Z_{12} = A Z_g + B + C Z_g Z_e + D Z_g \quad (9.12')$$

従つてこの回路網を通して負荷に供給される電力 P_e は

$$P_e = R_e |I_2|^2 = R_e \frac{E^2}{|Z_{12}|^2} \quad (9.13)$$

$$\text{茲に } Z_e = R_e + jX_e$$

然るに $Z_g = R_g + jX_g$ なる電源よりとり出し得る最大電力 P_{max} は

$$P_{max} = \frac{E^2}{4R_g} \quad (9.14)$$

従つてこの等価四端子網の電力伝送の有効率 η は

$$\eta = \frac{P_e}{P_{max}} = \frac{4R_g R_e}{|Z_{12}|^2} \quad (9.15)$$

茲に Z_{12} は (9.12) 式で与えられる相互インピーダンスである。前節に述べた電力計法による鈴木氏の実験は (9.15) 式の有効率を測定して大略の特性を研究されているが、その測定値は R_g 及び R_e の影響を受け屈曲部のみの伝送特性を正確には表していない。今電源及び負荷インピーダンスが完全に整合しており、且つそれらのインピーダンスを規準化して 1 と置けば、その時の有効率は

$$\eta = \frac{4}{|Z_{12}|^2} \quad (9.16)$$

茲に Z_{12} は規準化された相互インピーダンスを表し、

$$Z_{12} = A + B + C + D \quad (9.17)$$

従つて屈曲部 $ab-cd$ なる四端子網を挿入したる爲に生ずる挿入損失 L_{db} は

$$L = 10 \log_{10} \frac{|Z_{12}|^2}{4} = 10 \log_{10} \frac{1}{4} |A + B + C + D|^2 \text{ db}$$

(9.18)

と与えられる。若し回路が対象なら

$$A = D \quad \text{又は} \quad Z_{o1} = Z_{o2} = Z_i$$

$$\text{従つて} \quad L = 10 \log_{10} \frac{1}{4} |2A + B + C|^2 \text{ db} \quad (9.19)$$

$$\text{或は} \quad L = 10 \log_{10} \frac{1}{4} \left| 2 \cosh \theta_i + \left(Z_i + \frac{1}{Z_i} \right) \sinh \theta_i \right|^2 \text{ db} \quad (9.19')$$

上式の四端子定数及び影像パラメータを短絡及開放インピーダンス Z_s 及び Z_f にて置きかえると (9.19), (9.19)' 式は共に

$$L = 10 \log_{10} \frac{1}{4} \left| \sqrt{\frac{Z_f}{Z_f - Z_s}} \left(2 + Z_s + \frac{1}{Z_f} \right) \right|^2 \text{ db} \quad (9.20)$$

となる。(9.20) 式を導くには

$$\left. \begin{aligned} A &= \sqrt{\frac{Z_f}{Z_f - Z_s}}, & B &= Z_s \sqrt{\frac{Z_f}{Z_f - Z_s}}, & C &= \frac{1}{\sqrt{Z_f(Z_f - Z_s)}}, & Z_i &= \sqrt{Z_s Z_f} \\ \cosh \theta_i &= \sqrt{\frac{Z_f}{Z_f - Z_s}}, & \sinh \theta_i &= \sqrt{\frac{Z_s}{Z_f - Z_s}}, & \tanh \theta_i &= \sqrt{\frac{Z_s}{Z_f}} \end{aligned} \right\} \quad (9.21)$$

なる関係を用いた。今 $\sqrt{Z_s/Z_f} = a + jb$

と置けば、四端子網 $ab-cd$ の影像減衰定数 α_i は前章 (8.8) 式の場合と同様にして

$$\alpha_i = \frac{1}{2} \log_e \left| \frac{1 + \sqrt{Z_s/Z_f}}{1 - \sqrt{Z_s/Z_f}} \right| = \frac{1}{4} \log_e \frac{(1+a)^2 + b^2}{(1-a)^2 + b^2} \quad (9.22)$$

従つて

$$\alpha_i = \frac{8.686}{4} \log_{10} \frac{(1+a)^2 + b^2}{(1-a)^2 + b^2} \text{ db} \quad (9.22')$$

次に第9.7図に於て出力側が完全整合されている時、入力側に於ける反射係数 Γ を求める。入力側より見た規準化負荷インピーダンス Z_L は (9.10) 式より

$$Z_L = \frac{V_1}{I_1} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} = \frac{A+B}{C+D} \quad (9.23)$$

従つて

$$\Gamma = \frac{Z_L - 1}{Z_L + 1} = \frac{A+B-C-D}{A+B+C+D} \quad (9.24)$$

電力の反射係数は $|\Gamma|^2$ となるから反射損失 L_r db は

$$L_r = 10 \log_{10} \frac{1}{1 - |\Gamma|^2} \text{ db} \quad (9.25)$$

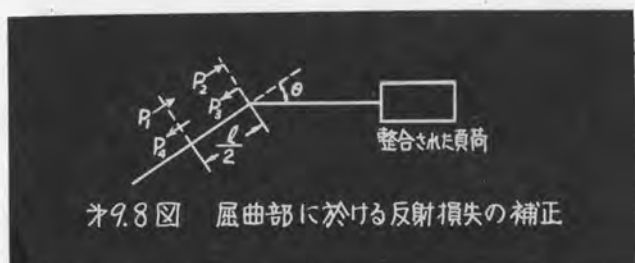
若し回路が対称なら(9.24)式は

$$\Gamma = \frac{B-C}{2A+B+C} = \frac{Z_s Z_f - 1}{2Z_f + Z_s Z_f + 1} \quad (9.26)$$

(9.18)式の挿入損失及び(9.25)式の反射損失は屈曲部のみの損失値に端子面までの線路の長さに相当する損失が加減されている。従つて屈曲部のみの伝送損失 L_c は(9.18)(9.19)式より線路の長さに相当する損失、 αl db を減じたものであり、

$$L_c = L - \alpha l \quad (9.27)$$

又屈曲部のみの電力反射係数 $|\Gamma'|^2$ は第9.8図の如く電力を表せば



$$|\Gamma'|^2 = \frac{P_3}{P_2} = \frac{P_4}{P_1} \cdot \frac{P_1}{P_2} \cdot \frac{P_3}{P_4} = |\Gamma|^2 \cdot \frac{P_1}{P_2} \cdot \frac{P_3}{P_4} > |\Gamma|^2 \quad (9.28)$$

故に屈曲部のみの反射損失 $L_{\Gamma'} db$ は

$$L_{\Gamma'} = 10 \log_{10} \frac{1}{1 - |\Gamma'|^2} \text{ db} \quad (9.29)$$

(9.27)、(9.29)式により屈曲部のみの伝送特性がわかり、

($L_c - L_t$)より屈曲部の輻射損失がわかる。

以上の理論を適用する爲に Z_s 及び Z_f は大きな反射板を用いて端子面 cd を短絡及び開放し、平流率検出器にて端子面 ab の定在波比 α と被測定端 ab から最小電界点までの距離 x_{min} 及び、表面波線路上の波長 λ_s を測定して

$$Z_x = Z_0 \frac{1 - j\alpha \tan\left(\frac{2\pi x_{min}}{\lambda_s}\right)}{\alpha - j \tan\left(\frac{2\pi x_{min}}{\lambda_s}\right)} \quad (9.30)$$

なる公式より求められる。

9.4. 短絡用反射板損失の補正

表面波線路屈曲部の短絡及び開放インピーダンス Z_s 及び Z_f の測定には短絡板として、相当大きな面積の銅板を用いても小さな誘導性インピーダンスが残る。これを R_s とすれば対象四端子網を通して測定した短絡インピーダンス Z_s は

$$Z_s = \frac{AR_s + B}{CR_s + A} \quad (9.31)$$

と表される。同様にして

$$Z_f = \frac{AR_f + B}{CR_f + A} \quad (9.32)$$

茲に R_f は R_s なる短絡板を $\lambda/4$ なる距離移動させてつくった開

放端のインピーダンス値にて $\frac{\lambda}{4}$ なる線路の損失を無視すれば、

$$R_f = \frac{1}{R_s} \quad (9.33)$$

なる関係がある。(9.31)、(9.32)、(9.33) 式に

$$A^2 - BC = 1$$

なる関係を用いて A, B, C を求めれば (9.24) 式に対する補正式が得られる。 R_s を小さいとして、二項定理を用いて近似計算すれば

$$Z_s \simeq \frac{B}{A} - \frac{R_s}{A^2} \quad (9.35)$$

$$Z_f \simeq \frac{A}{C} - \frac{R_s}{C^2} \quad (9.36)$$

(9.34)、(9.35)、(9.36) 式より A, B を消去し、 C について整理すれば

$$(Z_f - Z_s)C^4 + \left(R_s + \frac{R_s}{Z_f^2} - \frac{1}{Z_f}\right)C^2 + \frac{R_s}{Z_f^2} = 0 \quad (9.37)$$

(9.37) 式をとりて

$$C^2 \simeq \frac{1}{Z_f(Z_f - Z_s)} - R_s \left\{ \frac{1}{(Z_f - Z_s)Z_f^2} + \frac{1}{Z_f - Z_s} + \frac{1}{Z_f^2} \right\} \quad (9.38)$$

$R_s = 0$ なる完全な短絡板が得られた場合の C の値を C_0 とせば
(9.21) 式より

$$C_0^2 = \frac{1}{Z_f (Z_f - Z_s)} \quad (9.39)$$

従って

$$C^2 = C_0^2 - R_s \left\{ \frac{C_0^2}{Z_f} + \frac{1}{Z_f - Z_s} + \frac{1}{Z_f^2} \right\} \quad (9.40)$$

(9.40) 式の C を用いて

$$A = C Z_f + \frac{R_s}{C} \quad (9.41)$$

この A を (9.35) 式に代入して

$$B = A Z_s - \frac{R_s}{A} \quad (9.42)$$

(9.40)、(9.41)、(9.42) 式が求める補正式である。然し後述の実験では、本節の如き正確な補正をせず簡略な補正を行つている。

✕ 9.9 図

✕ 9.10 図

✕ 9.11 図

✕ 9.12 図

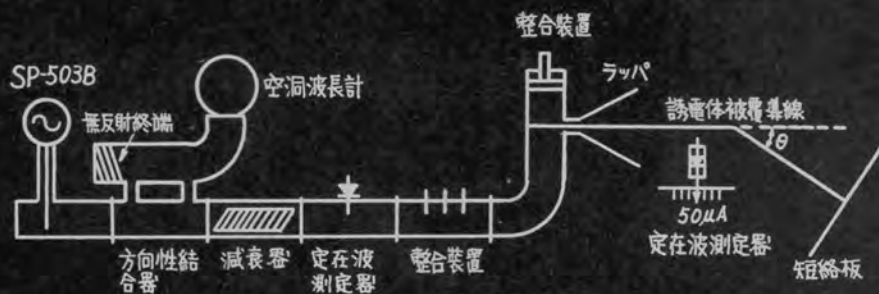


図9.9 測定装置

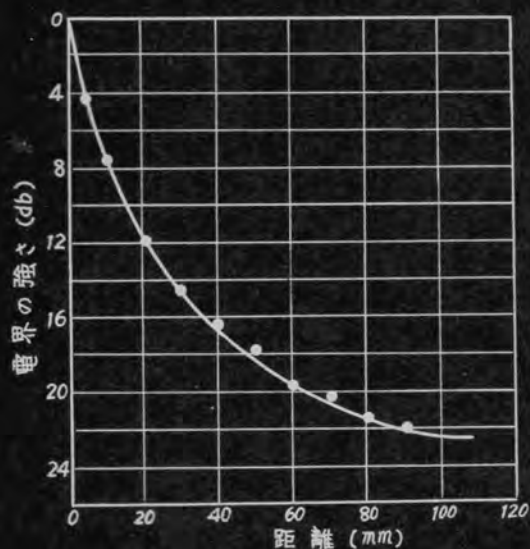


図9.11 線路周囲の電界分布

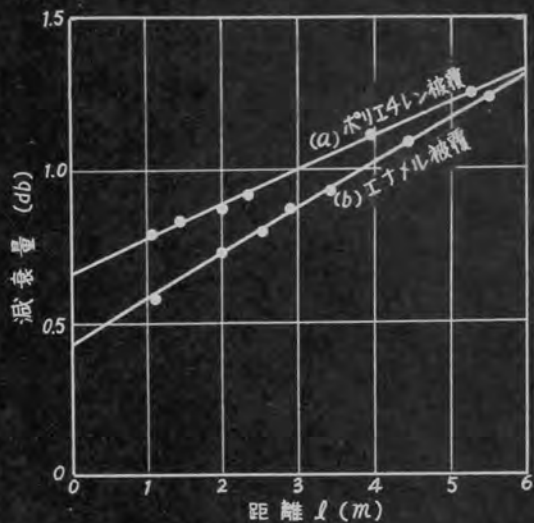


図9.12 線路減衰定数の測定



図9.10 表面波線路用定在波測定器
負荷時の $Q=800$ の同軸波長計を $1/100$ mm まで読める移動装置に設置し検波電流を $10\mu A$ の精密級電流計に接続する。

9.5. 実験装置

第9.9図は表面波線路損失測定装置の概略図である。発振管としてクライストロンSP-503Bを用い、その出力の一部を方向性結合器に接続した空洞波長計に供給して常に周波数を監視しながら実験を行った。

表面波線路上の定在波測定の精度をあげ短絡及び開放インピーダンスを正確に測定する事が本実験では最も重要であるので、負荷時のQ値が800の同軸波長計を $\frac{1}{100}$ mmまで読める水平及び垂直移動装置に設置した。

第9.10図は使用した定在波測定器を示す。線路励振用の電磁ラップは開口直径20cm、長さ25cmの円錐形ホーンを使用し、短絡用反射板は 1m^2 の銅板をよく磨いて使用した。端子面 ab と cd 間の距離もは大体20~30波長程度にした。又線路屈曲部の支持には木綿糸を用いて引張った。

9.6. 実験結果とその検討

線路屈曲部の伝送特性を四端子網的に測定した結果を述べる。

試料 (a) 心線14mm ϕ 銅単線に被覆外径4.8mm ϕ のポリエチレン線 (b) 直径1.6mmの銅線に厚さ0.05mmのエナメルを被覆したエナメル線の2種類を用いた。

傳播波長 ポリエチレン線では自由空間波長7.50cmにて測定したが、線路上では $\lambda_s = 6.844\text{cm}$ に短縮された。エナメル線では波長8.74cmにて測定し線路上では殆ど短縮されなかった。

電界分布 エナメル線につき波長8.74cmにて測定した結果を第9.11図に示す。

線路減衰定数 第9.2図の如く反射板から $l(m)$ なる距離で定在波比 α を測定すれば、(9.4)式にて減衰定数 α が求まる。 l をかえて測定した結果を第9.12図に示す。

第9.12図の縦軸は $10 \log_{10} \alpha^+ / \alpha^-$ なる値を表す。従つて図中の勾配が線路の損失を表し、 $l=0$ なる縦軸との交点が反射板損失 $L_s \text{ db}$ の半分を与える。

第9.1表は第9.12図より計算した結果である。

線の種類	減衰定数 $\alpha \text{ db/m}$	短絡板損失 $L_s \text{ db}$
ポリエチレン被覆	0.111	1.34
エナメル被覆	0.152	0.87

第9.1表 表面波線路の減衰定数及び短絡板損失(測定値)

Goubauxの理論式⁽⁵⁰⁾を用いて試料(a)のポリエチレン線に対し理論計算すれば

$$\frac{\epsilon_i}{\epsilon} = 2.3, \quad a = 0.07, \quad a' = 0.24,$$

$$\tan \delta = 5 \times 10^{-4}, \quad \lambda = 7.5$$

$$\text{より} \quad G(\delta, a') \cong 6.8 \times 10^{-4} \quad \delta' a' = 1.05 \times 10^{-1}$$

Goubauxの與えた図表を刊用して

$$\rho_{99\%} = 4.6 \text{ cm} \quad \alpha = 0.164 \text{ db/m}$$

となり実験値より幾分大なる理論値が得られた。

試料(b)のエナメル線に対しては

$$\frac{\epsilon_i}{\epsilon} = 4, \quad a = 0.08, \quad d = 0.085, \quad \tan \delta = 10^{-3}$$

$$\lambda = 7.5$$

$$\gamma(\gamma'a') \simeq 5.23 \times 10^{-6} \quad \gamma'a' = 6.4 \times 10^{-3}$$

$$\alpha = 0.053 \text{ db/m}$$

となり実験値より相当小さい理論値が得られた。

屈曲の影響 第9.2図の如く屈曲部を中心に $ab-cd$ なる対称四端子網を考えてその短絡及び開放インピーダンス Z_s 及び Z_o を測定し、(9.21)式にて四端子定数 A, B, C 及び影像パラメータを計算し、又(9.20)式により屈曲による伝送損失 L_{db} を計算し、又(9.22)式により影像減衰定数 $\alpha_i \text{ db}$ を計算し更に(9.25)(9.26)式にて端面 ab での反射係数 γ 及び反射による損失 $L_r \text{ db}$ を計算した。

ポリエチレン線では $l = 210 \text{ cm} \simeq 30 \lambda_s$ にえらび、

$\lambda_{air} = 7.5 \text{ cm}$, $\lambda_s = 6.844 \text{ cm}$ にて測定した結果を

第9.2表、9.3表、9.4表に示す。

第9.3表の挿入損失 L_{db} と第9.4表の影像減衰定数 $\alpha_i \text{ db}$ とは殆ど同じ減衰度を与えている。これは屈曲部 $ab-cd$ の影像インピーダンス Z_i が1に近く大体整合しており、換言せば反射係数 γ の小さい事から説明される。従つて計算の面倒な L_{db} のかはりに計算の容易な $\alpha_i \text{ db}$ を使用しても大差ない事がわかる。第9.3表、9.4表の値は、反射板損失 $L_s \text{ db}$ 及び l なる長さの線路損失 $\alpha_l \text{ db}$ の加つたものであるから補正せねはならぬ。然し簡

第 9. 2 表

第 9. 3 表

第 9. 4 表

第 9. 5 表

θ (度)	σ_s	$(X_{min})_s$ (cm)	Z_s	σ_f	$(X_{min})_f$ (cm)	Z_f
30	10.865	1.078	$0.34 - j1.52$	8.032	2.833	$0.615 + j0.535$
47	7.353	1.265	$0.80 - j2.08$	7.112	3.018	$0.615 + j0.370$
75	4.870	1.458	$2.40 - j2.35$	3.400	3.124	$0.315 + j0.218$
90	4.200	0.884	$0.475 - j0.975$	3.375	2.578	$0.423 + j0.621$
120	4.655	0.936	$0.480 - j1.025$	2.375	2.945	$0.500 + j0.375$

オ9.2表 ポリエチレン被覆線路に対するオ9.2図の屈曲部 $ab-cd$ の短絡及び開放インピーダンスの測定値, $\ell = 210 \text{ cm}$, $\lambda_{air} = 7.5 \text{ cm}$, $\lambda_s = 6.844 \text{ cm}$

θ (度)	A	B	C	$L \text{ (db)}$ $10 \log_{10} \left \frac{2A+B+C}{2} \right ^2$	r^2 $\left \frac{B-C}{2A+B+C} \right ^2$	$L_r \text{ (db)}$ $10 \log_{10} \frac{1}{1- r ^2}$
30	$0.513 - j0.099$	$0.041 - j0.810$	$0.103 - j0.930$	1.055	3.56×10^{-3}	0.0155
47	$0.377 - j0.132$	$0.036 - j0.890$	$0.079 - j0.980$	1.222	1.84×10^{-3}	0.008
75	$0.233 - j0.251$	$-0.023 - j1.43$	$0.882 - j0.125$	1.824		
90	$0.650 - j0.215$	$0.101 - j0.740$	$0.259 - j0.872$	2.380	6.17×10^{-3}	0.0268
120	$0.582 - j0.294$	$-0.741 - j0.037$	$0.471 - j0.920$	3.000	4.25×10^{-2}	0.185

オ9.3表 オ9.2表の値より計算したポリエチレン被覆屈曲部の伝送特性

θ (度)	Z_i	$\tanh \theta_i = a + jb$	$\alpha_i = \text{Re}(\tanh^{-1} \theta_i)$ (db)
30	$0.935 e^{-j2.26^\circ}$	$0.398 - j1.62$	0.925
47	$0.95 e^{-j1.51^\circ}$	$0.899 - j2.16$	1.192
90	$0.904 e^{-j4.38^\circ}$	$0.605 - j1.039$	2.365
120	$0.842 e^{-j14.05^\circ}$	$0.850 - j1.041$	3.060

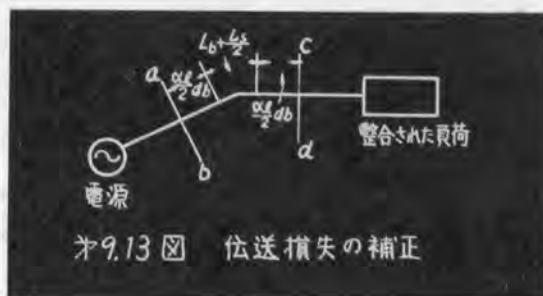
オ9.4表 オ9.2表の値より計算したポリエチレン被覆屈曲部の映像パラメータ

θ (度)	$L_c \text{ (db)}$ $L - 0.91$	$ r' ^2$	$L_{r'} \text{ (db)}$ $10 \log_{10} \frac{1}{1- r' ^2}$
30	0.145	3.84×10^{-3}	0.0167
47	0.312	1.99×10^{-3}	0.00865
75	0.914		
90	1.47	6.66×10^{-3}	0.029
120	2.09	4.58×10^{-2}	0.199

オ9.5表 ポリエチレン被覆線路屈曲部の伝送特性(補正值)
(4000MC)

單の爲、屈曲部での反射波を無視すれば、第9.3表の計算値は第9.13図の如き伝送損失を生ずる四端子網 $ab-cd$ と等価であると物理的に考えられる。

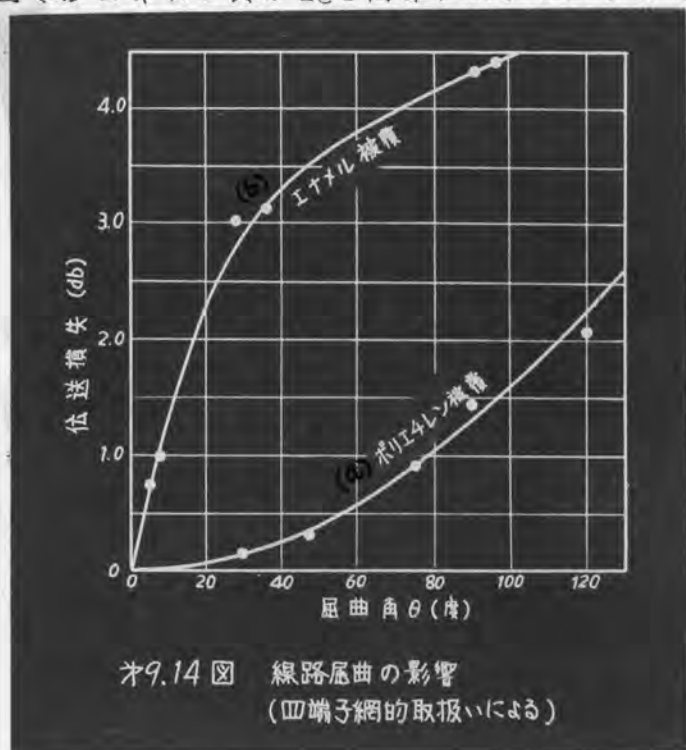
即ち反射板損失の半分 $L_s/2$ db が屈曲角 θ の如何なる場合にも常に一定値にて屈曲部伝送損失に加っていると考え、 L db より $(\alpha l + \frac{L_s}{2})$ db $= 0.9$ db を差引いた。又反射板に



ついては (9.28) (9.29) 式により補正した結果を第9.5表に示す。

第9.5表を見れば反射損失は大体 0.0 db ~ 0.1 db にて極めて少い事がわかる。従つて屈曲部の輻射損失は $L_c - L_d \approx L_c$ と考えて差支へない。

第9.14図 (a) は第9.5表の L_c を曲線にえがいたものである。



第9.14図 線路屈曲の影響
(四端子網的取扱による)

次にエナメル線については ℓ を約 20 波長である 174cm にえら
び、波長 8.74cm にて測定した結果を第 9.6 表、9.7 表、9.8 表に示
す。

第 9.14 図 (b) は第 9.8 表の L_c を曲線にえかいたものである。
エナメル線の屈曲部伝送損失がポリエチレン線にくらべて非常に
大きいのは表面波の界分布がひろがつていて輻射損失が大きい為
である。第 9.14 図 (a) のポリエチレン線では $d^2L_c/d\theta^2 > 0$ である
が (b) のエナメル線では $d^2L_c/d\theta^2 < 0$ なる事は興味ある結果で
ある。

北海道大学の鈴木道雄氏は筆者のかゝる実験結果に注目して屈
曲部の理論的取いを試み、上記の実験結果を理論的に証明してい
る。⁽⁵⁴⁾

θ (度)	σ_s	$(x_{min})_s$ (cm)	Z_s	σ_f	$(x_{min})_f$ (cm)	Z_f
5	5.67	0.942	$0.285 - j0.75$	5.51	3.148	$0.435 + j1.125$
8	4.81	0.961	$0.335 - j0.76$	4.15	3.167	$0.53 + j1.02$
28	3.80	1.335	$0.745 - j1.170$	3.91	3.831	$0.295 + j3.85$
36	4.76	1.232	$0.77 - j0.935$	2.26	3.372	$0.675 + j0.615$
53	2.00	1.149	$0.850 - j0.625$	1.925	3.307	$0.80 + j0.56$
70	2.21	0.947	$0.660 - j0.565$	1.84	2.943	$1.13 + j0.645$
90	1.95	1.009	$0.815 - j0.570$	1.97	3.030	$1.02 + j0.70$

オ9.6 表 エナメル被覆線路に対するオ9.2図の屈曲部ab-cdの短絡及 ∞ 開放インピーダンスの測定値. $l=174$ cm, $\lambda_{air} \approx \lambda_s = 8.74$ cm.

θ (度)	A	B	C	L (db) $10 \log_{10} \left \frac{2A+B+C}{2} \right ^2$	$ r ^2$ $\left \frac{B-C}{2A+B+C} \right ^2$
5	$0.785 - j0.105$	$0.122 - j0.634$	$0.140 - j0.640$	1.436	6.05×10^{-5}
8	$0.761 - j0.141$	$0.148 - j0.628$	$0.20 - j0.654$	1.679	5.66×10^{-4}
28	$0.489 - j0.246$	$0.091 - j0.755$	$0.305 - j1.52$	3.725	6.88×10^{-2}
36	$0.689 - j0.358$	$0.236 - j0.895$	$0.340 - j0.811$	3.85	1.10×10^{-2}
53	$0.805 - j0.466$	$0.427 - j0.877$	$0.437 - j0.862$	4.77	2.65×10^{-5}
70	$0.974 - j0.345$	$0.355 - j0.617$	$0.515 - j0.595$	4.624	2.28×10^{-3}
90	$0.899 - j0.383$	$0.528 - j0.842$	$0.425 - j0.67$	5.065	3.62×10^{-2}

オ9.7 表 オ9.6表の値より計算したエナメル被覆屈曲部の伝送特性.

θ (度)	L_c (db) $L-0.7$	$ r ^2$	$L_{r'}$ (db) $10 \log_{10} \frac{1}{1- r ^2}$
5	0.736	6.425×10^{-5}	0.000279
8	0.979	6.0×10^{-4}	0.0026
28	3.025	7.1×10^{-2}	0.308
36	3.15	1.17×10^{-2}	0.0508
53	4.07	2.81×10^{-5}	0.000122
70	3.294	2.42×10^{-3}	0.0105
90	4.365	3.84×10^{-2}	0.167

オ9.8 表 エナメル被覆線路屈曲部の伝送特性(補正值)

ア 9.6 表

ア 9.7 表

ア 9.8 表

第10章 表面波線路屈曲部の伝送特性

10.1 緒 言

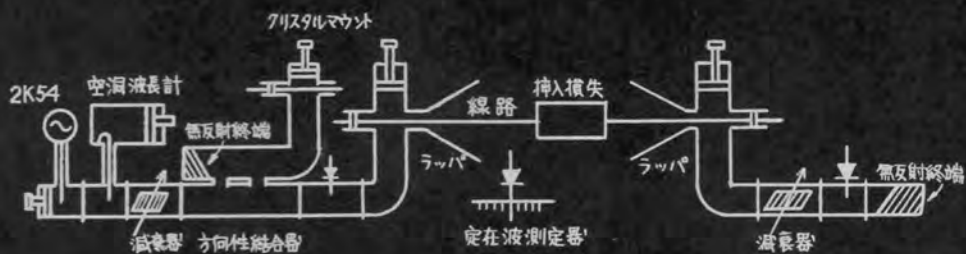
表面波線路は構造簡単にて経費が僅少ですみ、更に減衰の極めて少い優秀な給電線であるが、電磁界が空間にひろがっている爲に前章にて述べた如く屈曲部にてかなり伝送能力の低下する欠点がある。かゝる欠点を改善する目的にて各種の屈折方法や線路の曲りにつき伝送特性を測定して導波管や同軸線路の技術がどの程度有効に利用しうるかを明かにした。

10.2 実験装置及び実験方法

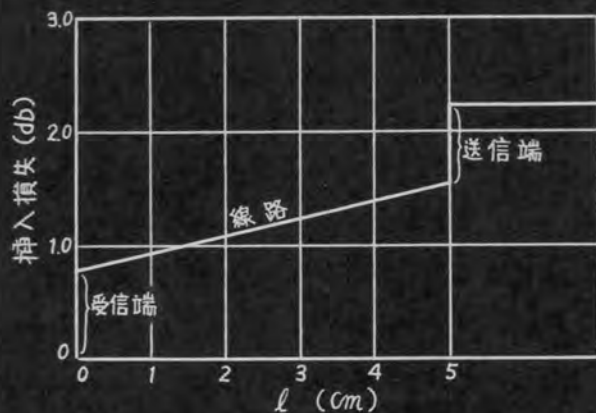
図10.1は表面波線路屈曲部の伝送特性測定装置の概略図である。発振器より線路に供給される進行波電力を方向性結合器を利用して測定し、可変減衰器を調節して常に一定に保つ。負荷は無反射終端を利用し、それに伝送される受信電力を線路が真直ぐに張られた時の受信電力と同一になる様精密可変抵抗減衰器の減衰を少くして鉍石検波電流の値を一定に保つ。この時受信側の減衰器の読みの変化が直ちに屈曲部の挿入損失を与える。又屈曲部での反射電力は定在波測定器により測定する。

屈曲部のみの挿入損失を正確に測定するには屈曲部から電源側及び負荷側を見たインピーダンスが共に完全に整合されている必要がある。この爲には無反射終端として定在波比1.01の物を用い線路上の定在波比は1.03以下になる様、同軸導波管変成器の整合スラブを調節した。又送受信用ラツパの損失を少なくする爲試料のエナメル被覆銅線に対し4000 MCにて99%の表面波電力を含む様、ラツパの半径を21cmに設計し長さは80cmとした。

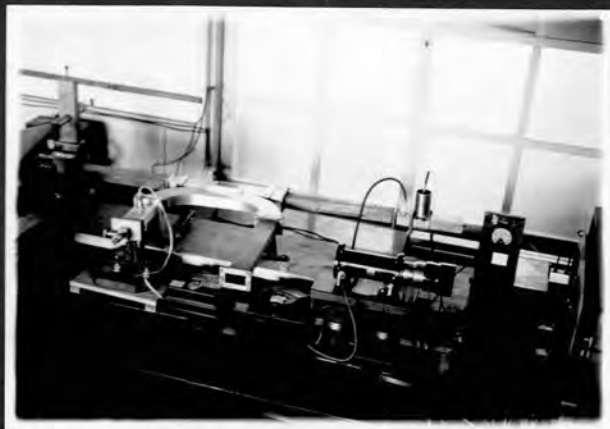
即ち Goubauの理論式と図表(50)を利用すれば



オ10.1 図 線路屈曲部の伝送特性測定装置



オ10.2 図 測定装置各部の挿入損失



オ10.3 図 送信装置
進行波電力を方向性結合器に接続されたクリスタルマウントにて監視し一定に保つ。



オ10.4 図 受信装置
精密可変減衰器を調節し無反射終端との伝送電力を一定に保つ。

$$\epsilon_2/\epsilon = 4 \quad a = 0.08 \text{ cm} \quad a' = 0.085 \text{ cm} \quad \tan \delta = 10^{-3}$$

$$\lambda = 7.5 \text{ cm}$$

$$\text{従つて} \quad G(\delta'a') \simeq 5.23 \times 10^{-6} \quad \delta'a' = 6.4 \times 10^{-3}$$

$$\text{故に} \quad \eta_{99\%} = 21.25 \text{ cm} \quad \alpha = 0.053 \text{ db/m}$$

を得る。

実験に用いた試料は (a) 直径 1.6 mm の銅線に厚さ 0.05 mm のエナメルを被覆したエナメル線、(b) 直径 1.4 mm の銅線に被覆外径 4.8 mm のポリエチレン線にて、ポリエチレン線に対しては送受信ラツパの中にて、徐々に被覆外径を細くして裸銅線とし、整合スタブの調整を容易にした。試料の線路は地上高さ 120 cm にて 5 m の長さとし屈曲部の支持には木綿糸と誘電率 1 のポリフォームを使用した。

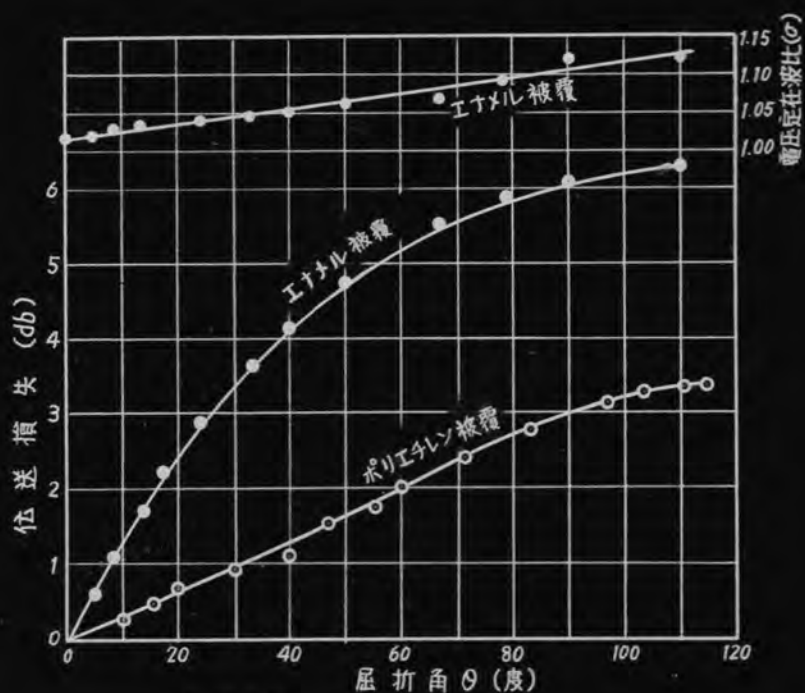
後述の実験はすべて 3940 MC にて行い、クライストロン 2 K 54 の出力を 5 db の可変減衰器と方向性結合器を通してクリスタルマウントにて測定し、その検波電流を 80 μ A に保つて進行波電力を一定とした。電源側より無反射端負荷にいたる各部の伝送損失はエナメル線の場合 γ 10.2 図の如く、負荷側にて 0.7 db、線路部分では 0.76 db (減衰定数 0.152 db/m)、送信側にて 0.7 db である。 γ 10.2 図は負荷側を短路及び開放した時のインピーダンス Z_s 及び Z_f を測定し

$$L = \frac{8.686}{2} \log e \left| \frac{1 + \sqrt{Z_s/Z_f}}{1 - \sqrt{Z_s/Z_f}} \right| \text{ db}$$

なる公式を用いて各部の挿入損失を計算した。 γ 10.3 図及び γ 10.4 図は実験に使用した送信装置及び受信装置である。

10.3 線路屈折の影響

前節の試料につき線路を θ 度屈折させた場合の伝送損失 $\angle db$ 、及び屈折部にて生ずる反射波による電圧定在波比 ρ を $\rho/0.5$ 図に示す。エナメル線の屈折部伝送損失がポリエチレン線にくらべて大きいのは表面波の界分佈がひろがつていて輻射損失の大きい爲である。エナメル線では $d^2L/d\theta^2 < 0$ であるが、ポリエチレン線では $\theta = 70^\circ$ 附近までごく僅か $d^2L/d\theta^2 > 0$ である。次節に述べる如く表面波線路では2回或は3回屈折コーナーは殆んど特性の改善に役立たない事も $\rho/0.5$ 図を検討すればわかる。屈折部での反射波の大きさはエナメル線もポリエチレン線も殆んど同程度にて $\rho/0.5$ 図に示す如く θ が増すに従い定在波比が1.12位まで増加する。即ち直角に曲げた場合でも電力反射係数にて 7×10^{-3} 、反射損失にて $0.03 db$ 程度にて殆んど無視し得る。屈折部よりの輻射は $\theta = 0^\circ$ なる最初の線路の方向に強く輻射されて居り、その輻射抵抗はあたかも線路に抵抗減衰器を挿入した事と等価にて反射波を生じない事になる。



オ10.5図 線路屈折の影響



オ10.9図 線路屈折の実験

エナメル線を1mの間隔にて30°づゝ3回屈折させたものにて屈折回数が増す程却つて特性が悪くなる。

10.4 線路の曲り及び2回、3回屈折の影響

導波管のバンドや丸屈折コーナーは極めて優秀な特性をもっている。表面波線路では如何程特性が改善されるかを測定した結果をFig. 10.6に示す。Fig. 10.6は屈曲角 $\theta = 90^\circ$ にて曲率半径2.5乃至20 cmの各種の曲りの特性にて $R = 0$ はFig. 10.5の直角屈折コーナーを意味し、この場合を0 dbとして利得をえがいた。

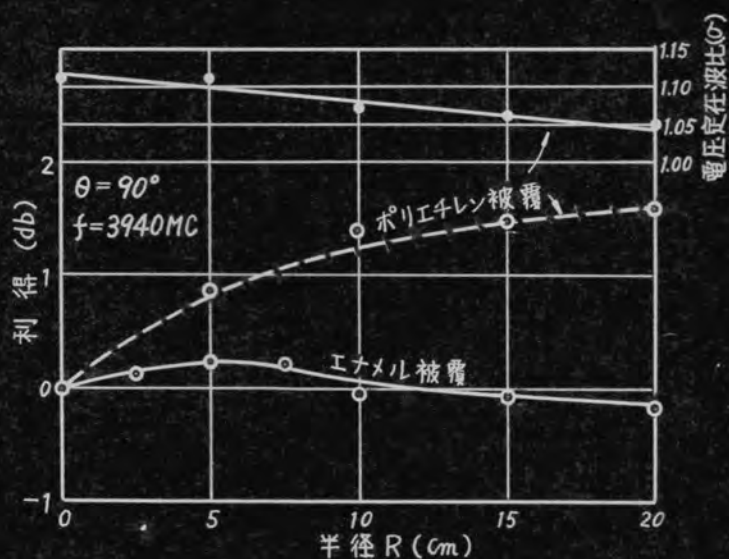
ポリエチレン線では半径 R の大きくなるに従い幾分特性が改善されるがエナメル線では却って悪くなる事は実験前には予想していなかった事にて興味深い。曲り部分での反射はFig. 10.5の場合と同様に極めて少く、 R が大になるに従い ρ は減少する。

実験にはFig. 10.7図、Fig. 10.8図の如く誘電率1なるポリフォームに多くの円形溝をつくり、これに線路をはめこんで木線系にて支持した。ポリフォームの挿入損失は筆者の測定装置では測定出来ない程小さく、少く共0.02 db以下である。

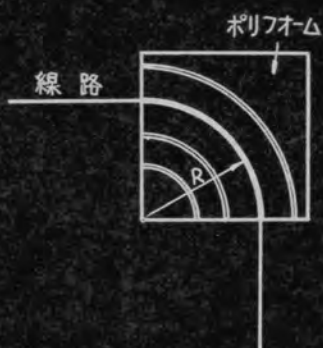
Fig. 10.5図及びFig. 10.6図を参照すれば表面波線路を水平に支持した時の弛度の影響も考察し得る。

次に2回或は3回屈折さすも、ポリエチレン線では殆んど特性が改善されず、エナメル線では屈折回数の増す程却って特性が悪くなる。例へば1 cmの間隔で 45° づつ2回屈折させたエナメル線のコーナーはFig. 10.5図の特性をもつ1回屈折コーナーより-2.5 db、 30° づつ3回屈折させたコーナーは-3.4 dbと特性が悪くなる。

即ちエナメル線を屈曲させたい場合は一回だけコーナーとして屈折させる事が最も有効である。Fig. 10.9図は3回屈折コーナーの実験を示す。



※10.6 図 線路の曲りの影響



※10.7 図



※10.8 図 線路の曲りの実験
ポリフォームに多くの円形溝をつくって線路をはめこみ、木綿糸にて支持する。

10.7 y⁴

10.87"

10.5 屈折部に於ける反射導体板の影響

直角に曲げたエナメル線路屈折部にFig. 10.10の如く 1m^2 のよく磨いた銅板を置いた場合の影響をFig. 10.11の○印の曲線及びFig. 10.12図に示す。Fig. 10.11図を見れば $\ell = 2.7\text{cm}$ の時、最大利得 2.1db が得られ、 ℓ が約 10cm より長くなると反射板の影響が殆んどなくなる事がわかる。Fig. 10.12図は $\ell = 2.7\text{cm}$ の位置にて反射板を廻転させた場合の特性にて $\psi = 45^\circ$ は反射板が電源側の線路と直交する場合を意味する。以上は $\theta = 90^\circ$ の場合であるが任意の θ に対し反射板を利用してどの程度伝送能率を向上し得るかをFig. 10.13図の○印の曲線にて示す。

点線にて示された反射板のない場合の特性より僅かであるが常に改善される。

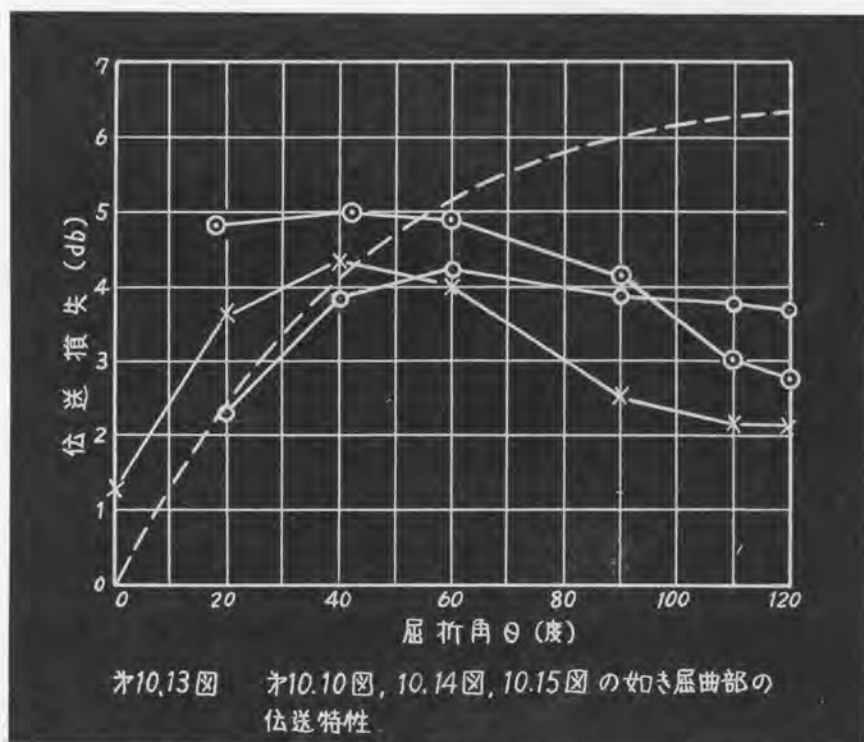




図10.10



図10.14

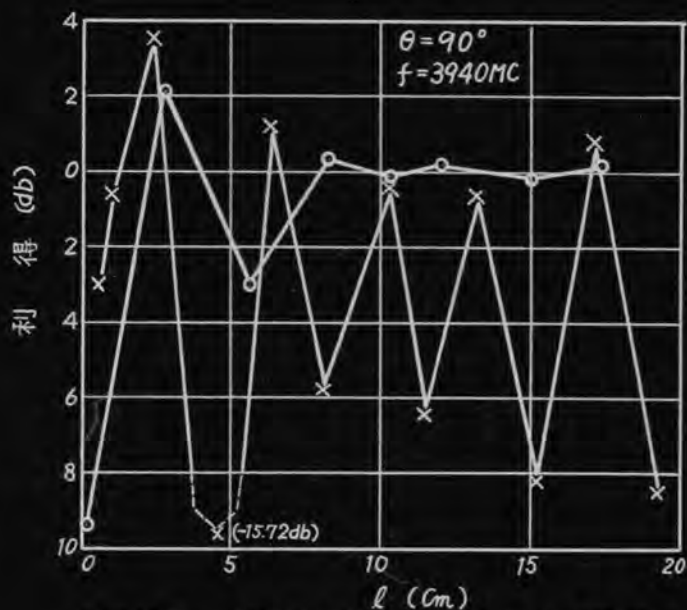


図10.11 図10.10図及び図10.14図の如き屈曲部の伝送特性

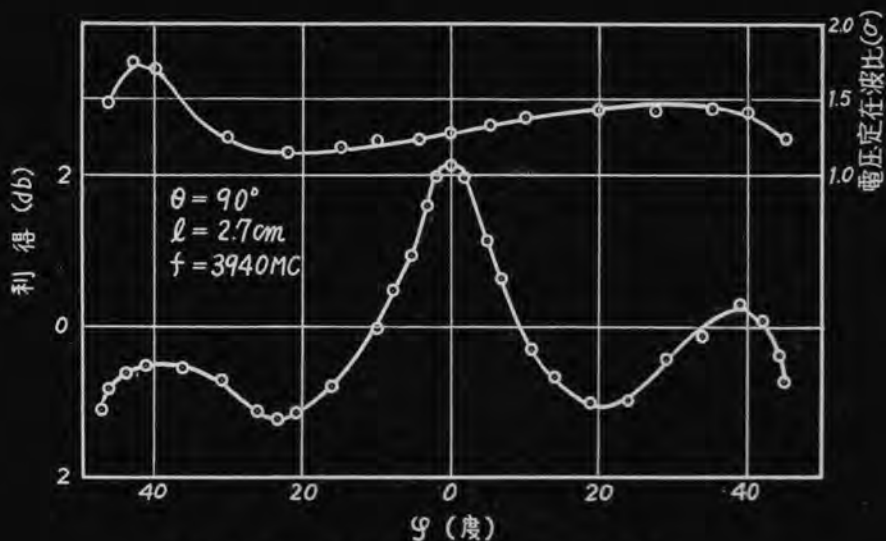


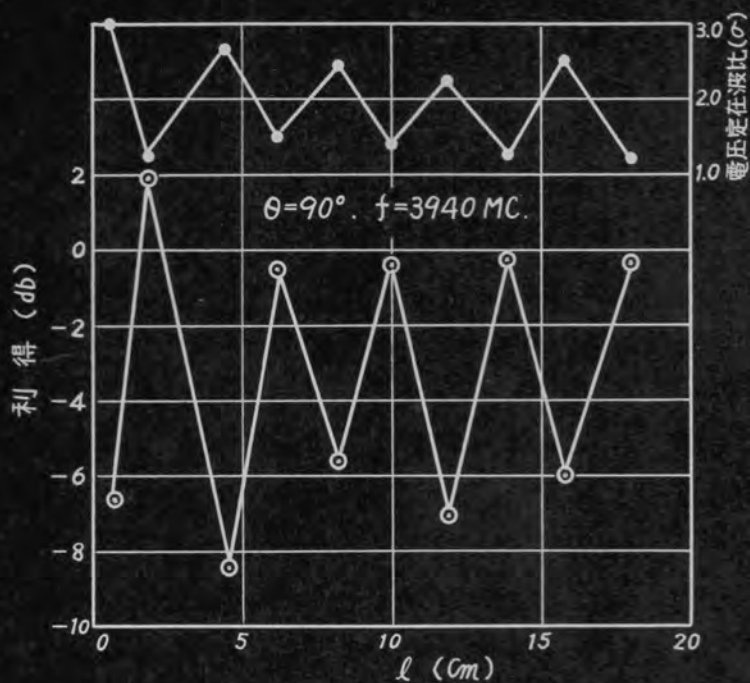
図10.12 図10.10図の屈曲部の伝送特性

10.6 屈折部に於ける整合スタブの影響

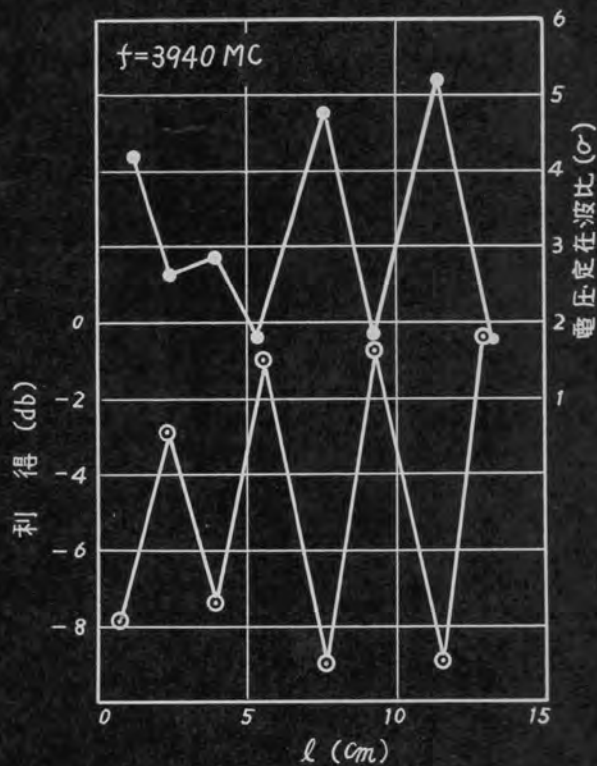
導波管や同軸線路にて使用される整合スタブがどの程度有効に表面波線路屈折部の特性改善に役立つかを測定した。オ10.14図の如く屈折部にて対稱三分岐線路を構成し、その対稱方向の分岐線につけた反射板を動かした場合の影響をオ10.11図の×印曲線にて示す。利得零は整合スタブなしに $\theta = 90^\circ$ に屈折させた場合を意味する。オ10.11図を見れば $l = 2.4\text{ cm}$ にて最大利得 3.6 db が得られ、 l が長くなると正の利得は殆ど得られないが、反射板の影響はオ10.10図の時より強く存在する。オ10.13図の×印曲線は任意の θ に対しオ10.14図の整合スタブにて特性を改善した結果を示す。次にオ10.15図の整合スタブの効果はオ10.16図及オ10.13図の◎印曲線にて示す。

オ10.13図を見れば θ の小なる時 整合スタブが屈折部の電磁界を擾乱して輻射損失を増加させ、線路のみの場合より却つて特性を悪くするが、 θ が大になるとオ10.10図の反射板のみの場合より更に輻射損失を減少させ得る。反射板のみの場合はたとえ θ の小なる時でも、線路の電磁界をあまり擾乱せず僅かではあるが必ず正の利得が得られる。

オ10.17図の整合スタブの影響はオ10.18図の如く全く利得が得られず、定在波もかなりたつ



※10.16図 ※10.15図の屈曲部の伝送特性



※10.18図 ※10.17図の屈曲部の伝送特性



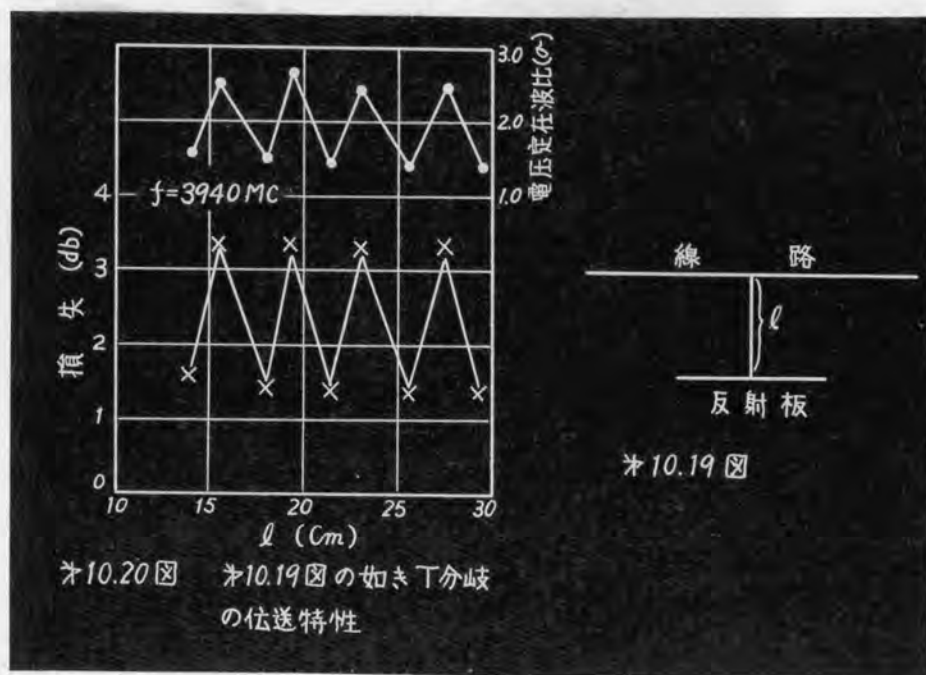
10. 16. 77

10.15.7"

10,1814

10.17.7"

10.7. 線路支持物の影響



※10.14図の三分岐対稱線路は $\theta = 0^\circ$ の時※10.19図の如きT分岐となる。エナメル線に対する※10.19図のスタブの影響は※10.20図に示され、 l を適当に調節しても分岐線が電磁界を擾乱して1.3 dbの伝送損失が残る。

若し普通の高周波用碍子にて線路を支持すると3.5 db程度の挿入損失となり反射波による定在波比は2.3程度となり伝送特性を非常に悪くする。

表面波線路屈曲部の伝送特性を各種の場合につき実験的に明らかにした。筆者は屈曲部や支持物による伝送損失を 1db 以下に出来れば実用に役立たせ得ると考えている。従つて伝送特性の改善には未だ十分には成功していないが、単に1回屈折させた場合の $1/2 \sim 1/3$ に損失を減少させる事が出来て、今後の研究や実用上基礎資料として利用し得ると考えている。

第11章 本研究の成果の要点

(I)

導波管を極超短波勢力伝送装置として実用に供する際には、必然的に曲り部分を使用せねばならない。かゝる屈曲部としてコーナーとバンドが考えられるが、従来は実験資料をもとにして製作され理論的設計は全く行われていなかった。筆者はかゝる立体回路屈曲部を工学者に理解し易い回路学的に取扱ひ、恰も集中定数回路の濾波器を設計する場合の如く、簡便な設計公式を導き、理論的に屈曲部の最適設計寸法を見出し、周波数特性も計算出来る様にした。

次にかゝる工学的に便利な回路学的取扱ひを發展させて、小形にして且つ広帯域性をもつ新しい各種のコーナーを考案し、それらの設計公式を与え、従来用いられて来た2回屈折コーナーの特性を著しく改善する事に理論的にも実験的にも成功した。

(オI部 オI章～オ6章)

かゝる回路学的研究により得られた成果の要点をあげると次の如くである。

- (a) 現在実用されている2回屈折Eコーナーは屈曲部間の平均長 $L_{mean} = \lambda_g/4$ (λ_g は管内波長) に製作されているが、幾分長くした方が周波数特性の改善される事が理論的にも実験的にも証明出来た。 (オ2章)

今 $29 \times 58 \text{ mm}$ なる 4000 MC 用規格導波管について考えれば、従来は各社共 Ragan 著、*Microwave Transmission Circuits* P.204 (*Rad. Eng. Series*) の説明に従い $L_{mean} = \lambda_g/4 = 2.45 \text{ cm}$ に製作し、オ2.13図に示す如く 4200 MC 附

近で良好な特性を示していたが、(2.16)式を用いて計算すれば1mm長くせねばならない事が明らかとなり、実験的にも証明出来た。又周波数特性が計算され理論値と実験値がかなりよく一致した。

更に屈曲部が変化すれば最適平均長が如何に変わるかを図2.12図に示し設計の便に供した。

(b) 2回屈折Eコーナーの周波数特性を改善する目的で、3回及び4回屈折したEコーナーを新しく考案し、2回屈折コーナーの帯域幅の大略2倍及び3倍の帯域幅をもたし得る事を理論的にも実験的にも証明した。(第2章)

今4000MC用規格導波管に対して

(2.16)式を用いて設計した9回屈折Eコーナーの寸法を表2.1表に与え、周波数特性を表2.9表、表2.9図、表2.14図、2.15図、2.16図にて明らかにした。

(c) 9回屈折Eコーナーの屈折部にて生ずる高次姿態の電磁界の間の相互干渉の程度を実験的に明らかにし(表2.9表)、2回、3回、及び4回屈折Eコーナーの場合には、かゝる相互干渉を無視して最適平均長を設計しても十分実用に役立つ事を示した。(第2.4節)

(d) 3回及び4回屈折Eコーナーは2回屈折コーナーに比して特性はかなり改善されるが、工作は困難となる。従つて屈折回数は2回とし、適当に窓を配置する事によつて広帯域特性をもつ新しいコーナーを2種類考案し、窓の無い2回屈折コーナーの帯域幅の2倍或は3.5倍の帯域幅をもたし得る事を理論的にも実験的にも明らかにした。(第3章)

4000MC用規格導波管に対する設計寸法は表3.19

図及び 3.21 図に示し、周波数特性は 3.20 図、3.22 図及び 3.4 表にて与えた。

特に *Mumford* の行つた広帯域特性をもつ方向性結合器の結合穴の設計理論より *hint* を得て、窓及び屈曲部よりの反射係数を 2 項定理の係数に比例する様新しく設計したコーナーは大略同寸法の 3 回及び 4 回屈折コーナーより広帯域特性を示し、小形で製作し易い利点とあいまつて優秀なコーナーと考えられる。(3.3 節、3.6 節)

- (e) 4 回屈折 E コーナーの屈曲部間隔或は屈折角を適当に変化したコーナーを新しく考察し、等間隔、等屈折角の 4 回屈折コーナーの 3 倍或は 5 倍の帯域幅をもたし得る事を理論と実験の両面より明らかにした。かゝる 4 回屈折コーナーは屈曲部での電磁界の擾乱及び屈曲部間の高次姿態の電磁界の相互干渉が 2 回屈折コーナーに比し非常に少い爲、極めて高性能な特性が得られるが、寸法が大きくなり、且つ製作は幾分面倒になる。

4000 MC 用規格導波管に対する設計寸法は 4.6 図及び 4.8 図に示し、周波数特性は 4.7 図、4.9 図及び 4.3 表にて与えた。特に各屈曲部よりの反射波を 2 項定理の係数に比例する様に屈曲角を変化させたコーナーは超広帯域特性を示した(4.3 節、4.6 節)。

- (f) $29 \times 58 \text{ mm}$ なる規格導波管に対して、角をきりとつた 1 回屈折コーナー設計の実験資料を与えた。

(3.5.2 図、5.3 図、5.1 表)

1 回屈折コーナーは小形の割にかなりよい特性をもっているが、 g_{d0} の値の決定が非常に *critical* であり、製作し難い欠点をもち、又 E コーナーに対しては曲りの箇所にて実効高さが減少し、従つて伝送電力容量が制限を受け

る事を示した。(オ 5.1 節)

(g) 導波管の幅を縮小して管内波長を長くすれば、曲りの個所での電磁界の擾乱が少くなり、幾分伝送特性のよくなる事を実験的に示した。(オ 5.2 節)

(h) 2 回及び 3 回屈折コーナーの角を適当にきりとれば、更に特性の改善される事を実験的に示した。(オ 5.3 節)

4000 MC 用規格導波管に対する設計寸法はオ 5.12 図及びオ 2.14 図にて与え周波数特性はオ 5.13 図及びオ 2.14 図にて示した。

(i) 1 回屈折コーナーを四端子網と考え、その影像パラメータの周波数特性を測定する事により、今まで電圧定在波比のみを以て性能を判断していたよりも、更に綿密に特性を考察する事が出来た。(オ 5.1 節、オ 5.6 図)

(j) 3 分岐対稱回路をコーナーとして使用する際の基礎的諸特性を明らかにした。3 分岐コーナーは、短絡板を移動させて特性を可変にし得る利点がある。(オ 5.4 節)

(k) 小型 E バンドの設計法を与え、数種の小型 E バンドを試作してそれらの特性を実験的に明らかにした。

(オ 6.2 節、オ 6.4 図)

(l) 各種の E コーナーを大略同寸法の E バンドの特性と比較検討して、E コーナーの特徴が小形な屈曲部をつくる場合には、よく発揮される事を明らかにした。(オ 6.3 節)

(II)

flexibility をもつ極超短波勢力伝送装置として構造簡単にて経費の僅少な利点をもつ金網導波管及び表面波線路屈曲部の伝送特性を明らかにし(オ8章、9章)、且表面波線路屈曲部の特性改善にオI部でのべた如き導波管の技術がどの程度有効に利用し得るかを明らかにした。(オ10章) 成果の要点は次の如くである。

(A) 金網導波管の伝播定数の測定法を三種類比較検討し、新しく提案せる影像減衰定数にて性能を表わせば、測定が簡単にて且つ実用に供する際の性能と一致する事を示した。
(オ8.2節)

(B) 4000MCにて測定せる金網導波管の性能は1mm目の金網に対しては0.35 db/mにて同軸ケーブルより優秀であり、2mm目及び3mm目に対しては0.6~0.7 db/mにて大略ケーブルと同程度である。又曲げたり、挟ったりしても殆ど性能が変化せず、十分実用に役立つ事を示した。
(オ8.3節)

(C) 表面波線路屈曲部の特性の測定に対し、従來の眞直ぐに張られた場合の測定方法では正確に特性を測定し難い事を示し、新しく屈曲部を四端子網的に取扱い、屈曲部の影像パラメータや四端子定数を測定する事により、屈曲部の伝送損失、輻射損失及び反射損失を正確に計算し得る事を明らかにした。(オ9.2節、オ9.3節) かゝる一本の表面波線路を回路網的に取扱ったのは筆者が最初である。

(d) エナメル線の屈曲部伝送損失 Δdb はポリエチレン線に
くらべて、かなり大きく且 $d^2\Delta/d\theta^2 < 0$ であるが ポリ
エチレン線では僅か $d^2\Delta/d\theta^2 > 0$ である。又屈曲部での
電力反射係数は直角に曲げた場合でも 7×10^{-3} 、反射損
失にて $0.03 db$ 程度にて殆んど無視する事が出来、従つ
て屈曲部での伝送損失は、殆んどすべて輻射損失として失
われる事を明らかにした。(オ9.6節、オ10.3節)

(e) オI部で述べた導波管のバンドや丸回屈折コーナーは優
秀な特性をもっているが、表面波線路ではかゝる技術はあ
まり役立たない。例へばエナメル線では大きな半径で線路
を曲げたり、2回或は3回屈折さすも、却つて特性が悪く
なり、1回だけコーナーとして屈折させる事が最も有効で
あると言う興味がある結果を得た。(オ10.4節)

(f) オI部オ5.4節の如く表面波線路屈曲部に整合スタブ
を使用すれば、屈折角 θ の小さい時は整合スタブが屈折
部の電磁界を擾乱して輻射損失を増加させ、スタブの無い
線路のみの場合より却つて特性を悪くするが、 θ が大に
なると、かなり有効に働き反射板のみの場合より更に損失
を減少さし得る。反射板のみの場合は、たとえ θ の小な
る時でも線路の電磁界をあまり擾乱せず、僅かではあるが
常に特性を改善し得る。(オ10.5節、オ10.6節)

謝 辞

本研究は加藤教授指導の下に行つたものであつて、終始御懇篤なる御指導を戴き、又この原稿に対して詳細な御教授と御注意を賜つた同教授に対して衷心より謝意を表します。

又前田教授には本研究に対し常に極めて有益な御教示と御援助を賜り深甚の謝意を表します。

尚本研究に対しては同志社大学前工学部長堀場教授 小山教授及び斉藤教授より多大の御激励と御援助を戴いたもので感謝の念に堪えない。特に斉藤教授には種々有益な御教示を頂き深く感謝致します。

其の他加藤研究室の方々、輻射科学研究会 II、III 部会の方々、並びに実験と計算に協力された本学助手豊永俊郎君、前助手仲川錦作君にも負う所が大きい。共に記して謝意を表したい。

146 項欠

参 考 文 献

- (1) 加藤、瀧山：導波管のコーナー及びバンドの研究（オ2報）
影像パラメータによる設計、 輻研Ⅱ、Ⅲ部
会報告（昭28-6）
- (2) 丹羽保次郎：特殊電気回路 P. 63 （オーム社）
- (3) 瀧山：二開口立体回路の連続接続、 同志社工学会
誌3 P. 32（昭27-6）
- (4) 瀧山：極超短波回路素子の研究、 同志社工学会
誌2 P. 22（昭26-9）
- (5) N. Marcuvitz: Waveguide Handbook. (Rad. Lab. Series)
P. 110, P. 312, P. 318 (1951)
- (6) 加藤、瀧山：立体回路に関する二、三の実験、 輻研Ⅱ、Ⅲ部会
報告（昭26-9）
- (7) 瀧山：二開口立体回路の影像パラメータの測定。
昭26関西支部電気連大8-25（昭26-10）
- (8) 加藤、瀧山：導波管コーナーの設計、 輻研Ⅱ、Ⅲ部会報告
（昭28-9）
- (9) 加藤、瀧山：導波管コーナーの研究、 マイクロ波通信の研
究総合研究委員会報告（昭29-2）
- (10) 瀧山：導波管Eコーナーの設計とその特性、 電通誌
37 P. 411（昭29-6）
- (11) 瀧山：導波管コーナーの設計、 昭28関西支部電気
連大 414（昭28-11）
- (12) 瀧山：導波管コーナーの設計 同志社工学会誌 4
P. 75（昭28-9）
- (13) 瀧山：導波管コーナーの研究 同志社短大研究年報
3 P. 1（昭28）
- (14) T. Moenst: Microwave Transmission Design Data. P. 165(1948)

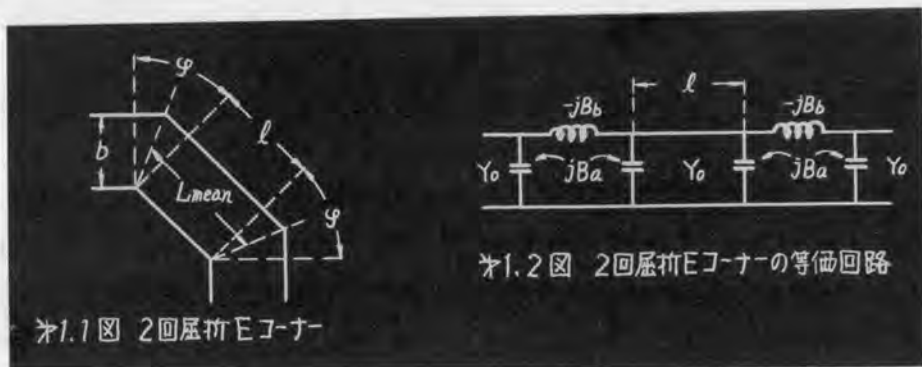
- (15) G. L. Ragan : *Microwave Transmission Circuits*. (Rad. Lab. Series)
P. 203 (1948)
- (16) 加藤・瀧山 : 導波管のコーナー及びベンドの研究(オ1報)
輻研Ⅱ、Ⅲ部会報告(昭27-1)
- (17) 瀧山 : 導波管のコーナーの実験的研究、オ26 電気運
大13.15(昭27-5)
- (18) 瀧山 : 導波管のコーナー及びベンドの研究(オ1報)
400MC帯での実験的研究、同志社工学会
誌 2 P.115 (昭27-3)
- (19) 文献(5) P.316.
- (20) 瀧山 : 導波管コーナーの広帯域化について、電通誌
寄稿中、37 16.10 に掲載予定
- (21) 加藤・瀧山 : 広帯域導波管コーナーの研究、輻研Ⅱ、Ⅲ部
会報告(昭29-2)
- (22) 瀧山 : 広帯域導波管コーナーの設計、昭29 電気運
大452 (昭29-5)
- (23) 加藤・瀧山 : 導波管コーナー広帯域化について、輻研Ⅱ、
Ⅲ部会報告(昭29-10)
- (24) 瀧山 : 2屈折Eコーナーの広帯域化について、昭
29 関西支部電気運大(昭29-10)
- (25) W. W. Mumford : *Directional Coupler*, I. R. E. 35, P.160
(1947)
- (26) 瀧山 : 4屈折Eコーナーの広帯域化について、昭
29 関西支部 電気運大(昭29-10)
- (27) 瀧山 : 立体回路に関する二、三の研究、同志社短大
研究年報 2 P.24 (昭27)
- (28) 文献(14)、P.166
- (29) Montgomery, Dicke, and Purcell : *Principles of
microwave Circuits*, (Rad. Lab. Series)
P.202 (1948)

- (30) 文献(15), P.267
- (31) 文献(4), P.312 及び P.318
- (32) 文献(29) P.284
- (33) 朝永振一郎, 宮島龍興: 極超短波理論概説 P.77 (リスター社)
- (34) J.C. Slater: *Microwave Electronics*. Chap. 7. P.143 (1950)
- (35) 文献(19) P.352
- (36) 田中周三: 矩形導波管弯曲区間の線路表示, 電通誌, 35
P.512 (昭27-11)
- (37) 電気通信学会編: 立体回路 下巻 P.488 (コロナ社)
- (38) 文献(4) P.334
- (39) 瀧山: 金網導波管の伝播定数の測定, 昭27関西支部電気連大(昭27-10)
- (40) 瀧山: 金網導波管の伝播定数の測定, 同志社工学会誌, 3 P.85 (昭27-10)
- (41) K. Takiyama: Measurement of Propagation Constant of Wire-Screen Waveguide. *Electrical Engineering Abstracts*. Section B. 56 3331 (1953, Aug.)
- (42) C.G. Montgomery: *Technique of Microwave Measurements*. (Rad. Lab. Series) P.820 (1947)
- (43) Bronwell and Beam: *Theory and Application of microwaves*. P.184 (1947)
- (44) 文献(42) P.333
- (45) 文献(29) P.50, P.184, P.233
- (46) Robert and Hippel: A new Method for measuring Dielectric Constant and Loss in Range of Centimeter wave. *Trans. Appl. Phys.* 17 July (1946)
- (47) 加藤・瀧山: 表面波線路屈曲部の四端子網的取扱, 輻研 II, Ⅲ部会報告 (昭28-2)
- (48) 瀧山: 表面波線路屈曲部の四端子網的取扱, 昭28 電気連大407 (昭28-5)

- (49) 瀧山 : 表面波線路屈曲部の四端子網的取扱い、同志
社工学会誌 3 P. 109 (昭28-2)
- (50) G. Goubau : Surface Wave and Their Application to
Transmission Lines. Jour. Appl. Phys. 21
P. 1119 (1950)
- (51) G. Goubau : Single Conduction Surface Wave Transmission
Lines. Proc. I. R. E. 39 P. 619
- (52) 鈴木・駒井・高橋 : エナメル線を用いた超高周波給電線の設計
、東京支部電気連大 10-15 (昭26-11)
- (53) 星合・森脇・猪瀬 : 9000 MC 帯に於ける表面波線路の特性
、沖26回電気連大 13-6 (昭27-5)
- (54) 鈴木道雄 : 表面波線路の屈曲による損失、電通誌 37
P. 33 (昭29-1)

附録 1 2回屈折Eコーナーの設計 (別解)

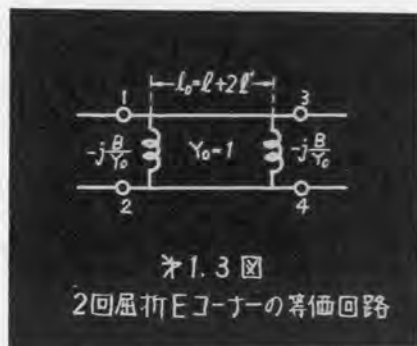
※1.1図の如きEコーナーは※1.2図の等価回路に置きかえ得る。茲に jB_a 、 jB_b は屈曲部に於ける不連続の爲に発生する高次姿態



の電磁界を意味するサセアダンス、 Y_0 は導波管の特性波動アドミタンス、 l は一様なる導波管の長さ、 g は一セクション当りの屈曲角、 b は導波管の寸法。※1.2図を更に※1.3図に置きかえると回路定数の間には

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{(B_a/Y_0)^2 + 1}{B_b/Y_0} - 2 \frac{B_a}{Y_0} \quad (1.1)$$

$$l' = \frac{\lambda g}{2\pi} \cot^{-1} \left(2 \frac{B_b}{Y_0} - \frac{B_a}{Y_0} \right) \quad (1.2)$$



なる関係が成立する。

※1.1図のEコーナーの完全伝送の条件を求めるには※1.2図のかわりに※1.3図の四端子網1-2-3-4の映像パラメータを計算すれば簡単である。今2回屈折Eコーナーの等価回路、※1.3図の1-2-3-4回路のマトリクスを求めると、

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j \frac{B}{Y_0} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta l_0 & j \sin \beta l_0 \\ j \sin \beta l_0 & \cos \beta l_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j \frac{B}{Y_0} & 1 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \cos \beta l_0 + (B/Y_0) \sin \beta l_0 & j \sin \beta l_0 \\ j \left\{ 1 - (B/Y_0)^2 \right\} \sin \beta l_0 - (2B/Y_0) \cos \beta l_0 & \cos \beta l_0 + (B/Y_0) \sin \beta l_0 \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

$$\text{茲に } l_0 = l + 2l' \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (1.4)$$

従つて影像パラメータ Y_i , θ_i を求めると

$$Y_i/Y_0 = \sqrt{1 - (B/Y_0)^2 - (2B/Y_0) \cot \beta l_0} \quad (1.5)$$

$$\cosh \theta_i = \cos \beta l_0 + B/Y_0 \sin \beta l_0 \quad (1.6)$$

(1.5) 式の左辺を 1 と置いて完全伝送の条件を求めると

$$\tan \beta l_0 = -2Y_0/B \quad (1.7)$$

$$\text{故に } l_0 = (\lambda_g/2\pi) \tan^{-1} (-2Y_0/B) \quad (1.8)$$

従つて λ_g なる波長を完全伝送させるオ / 1 図のコーナーの設計寸法は

$$l = (\lambda_g/2\pi) \tan^{-1} (-2Y_0/B) - 2l' \quad (1.9)$$

或は最適平均長 L_{mean} はオ / 1 図より

$$L_{\text{mean}} = l + b \tan (\theta/2) \quad (1.10)$$

と決定される。

次にオノノ図のコーナーの出力側に無反射終端を接続した時の電力透過係数 T はオノノ図の四端子網ノ2-34の規準化された相互インピーダンス Z_{12} を用いて

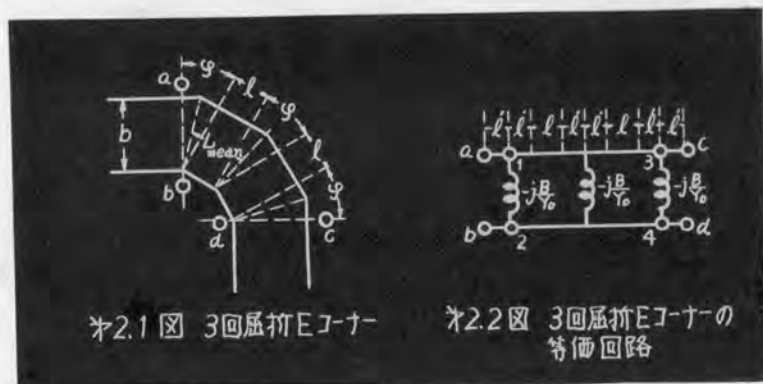
$$T = \frac{4}{|Z_{12}|^2} = \frac{4}{|A+B+C+D|^2} \quad (1.11)$$

と表わされる。(1.3)式の値を代入して計算すれば

$$T = \frac{1}{1 + (B/Y_0)^2 \{ \cos \beta l_0 + (B/2Y_0) \sin \beta l_0 \}^2} \quad (1.12)$$

と求められる。(1.12)式を用いて周波数特性が計算出来る。

附録2 3回屈折Eコーナーの設計(別解)



オ2.1図の如き3回屈折Eコーナーの等価回路はオ2.2図にて与えられる。茲に jB/γ_0 及び l' は屈曲部に於ける不連続の爲に発生する高次変態の電磁界を意味する等価回路定数にて附録(1.1)(1.2)式にて与えられる。オ2.1図のコーナーの伝送特性を調べる爲にオ2.2図の四端子網12-34のマトリクスを求めると

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jb & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & j \sin \theta \\ j \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jb & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & j \sin \theta \\ j \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jb & 1 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \cos^2 \theta - 3b \sin \theta \cos \theta - (1-b^2) \sin^2 \theta & j(2 \sin \theta \cos \theta - b \sin^2 \theta) \\ j\{2(1-2b^2) \sin \theta \cos \theta + 3b \cos^2 \theta - b(2-b^2) \sin^2 \theta\} & \cos^2 \theta - 3b \sin \theta \cos \theta - (1-b^2) \sin^2 \theta \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\text{茲に } b = -B/\gamma_0, \quad \theta = \beta l_0 = 2\pi(l + 2l')/\lambda_g \quad (2.2)$$

従つて影像パラメータ Z_i 、 θ_i を求めると

$$\frac{Z_i}{Z_0} = \sqrt{\frac{B}{C}} = \sqrt{\frac{\tan \theta (2 - b \tan \theta)}{b(b^2 - 2) \tan^2 \theta + 2(1 - 2b^2) \tan \theta + 3b}} \quad (2.3)$$

$$\cosh \theta i = \sqrt{A \cdot D} = \cos^2 \theta - 3b \sin \theta \cos \theta - (1 - b^2) \sin^2 \theta \quad (2.4)$$

(2.3)式の左辺を1と置いて完全伝送の条件を求めると

$$(1 - b^2) \tan^2 \theta + 4b \tan \theta - 3 = 0$$

上式をとりて

$$\tan \theta = \frac{-2b \pm \sqrt{3 + b^2}}{1 - b^2} \quad (2.5)$$

$$\text{故に } \ell_0 = \frac{\lambda_g}{2\pi} \tan^{-1} \frac{-2b \pm \sqrt{3 + b^2}}{1 - b^2} \quad (2.6)$$

従つて λ_g なる電波を完全伝送させるオ 2.1 図のコーナーの設計寸法は

$$\begin{aligned} \ell &= \ell_0 - 2\ell' \\ &= \frac{\lambda_g}{2\pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{2B/Y_0 \pm \sqrt{3 + (B/Y_0)^2}}{1 - (B/Y_0)^2} \right\} - 2\ell' \end{aligned} \quad (2.7)$$

又最適平均長 L_{mean} はオ 2.1 図より

$$L_{\text{mean}} = \ell + b \tan \frac{\theta}{2} \quad (2.8)$$

と決定される。

実用上の立場より最も小形な、3 面屈折コーナーを設計するには (2.7) 式の ± の符号の + をとり且逆正切函数の値として第一象限の角度をとればよい。

次にオ 2.1 図のコーナーの電力透過係数 Γ はオ 2.2 図の四端子網の規準化された相互インピーダンス Z_{12} を用いて

$$\frac{I}{T} = \frac{|Z_{12}|^2}{4} = \frac{|A+B+C+D|^2}{4}$$

と表わされる。

(2.1) 式の両端子定数の値を代入して計算すれば

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} = & \cos 4\theta \left(\frac{b^2}{2} - \frac{3b^4}{4} + \frac{b^6}{32} \right) - \sin 2\theta \cos 2\theta \left(2b^3 - \frac{b^5}{2} \right) \\ & + \cos 2\theta \left(b^2 + \frac{b^4}{4} - \frac{b^6}{8} \right) - \sin 2\theta \left(b^3 + \frac{b^5}{2} \right) \\ & + 1 + \frac{3b^2}{4} + \frac{b^4}{2} + \frac{3b^6}{32} \end{aligned} \quad (2.9)$$

(2.9) 式にて b は小さい値である故 b^5 と b^6 を省略すれば

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} = & \cos 4\theta \left(\frac{b^2}{2} - \frac{3b^4}{4} \right) - b^3 (\sin 4\theta + \sin 2\theta) \\ & + \cos 2\theta \left(b^2 + \frac{b^4}{4} \right) + 1 + \frac{3b^2}{4} + \frac{b^4}{2} \end{aligned} \quad (2.10)$$

となる。茲に $\theta = 2\pi(\ell + 2\ell')/\lambda g$ $b = -B/Y_0$ 。

電力透過係数を求めるのに (2.9)、(2.10) 式のかわり

$$T = \frac{4}{|2 \cosh \theta_i + (Z_i/Z_0 + Z_0/Z_i) \sinh \theta_i|^2} \quad (2.11)$$

なる公式を用いて同様に計算される。

附録3 導波管窓の等価サセプタンス

マイクロ波装置の設計ではサセプタンスとしてしばしば窓を利用する。従つて $29 \times 58 \text{ mm}$ なる規格導波管に対して各種の窓の規準化サセプタンスの理論値と筆者の実験値を曲線にえがいて設計の便に供した。

オ3.1図の曲線(1)は非対稱容量性窓の等価サセプタンスの正確な理論式にて *Waveguide Handbook* より

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{4b}{\lambda_g} \left\{ \log \left(\operatorname{cosec}^2 \frac{\pi d}{2b} \right) + \frac{2Q_1 \cos^4 \frac{\pi d}{2b}}{1 + Q_1 \sin^4 \frac{\pi d}{2b}} + Q_2 \left[3 \cos^4 \frac{\pi d}{2b} - 2 \cos^2 \frac{\pi d}{2b} \right] \right\}$$

茲に $Q_n = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2b}{n\lambda_g} \right)^2}} - 1$

曲線(2)は近似式にて

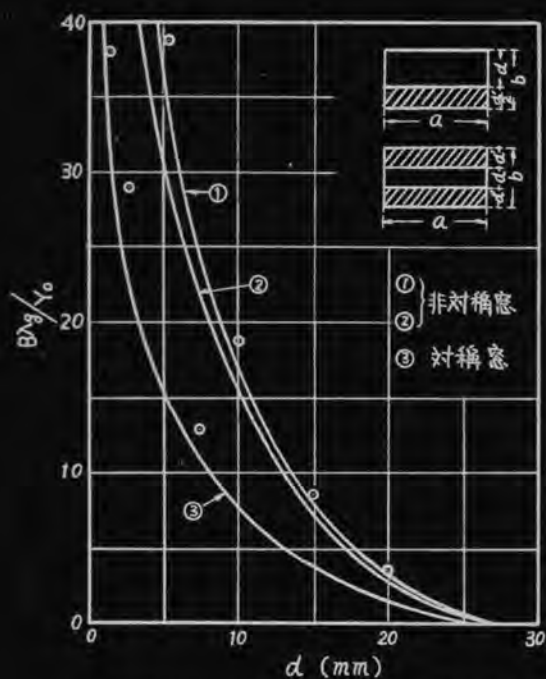
$$\frac{B}{Y} = \frac{8b}{\lambda_g} \log \operatorname{cosec} \frac{\pi d}{2b}$$

にて表される。又曲線(3)は対稱性窓に対する *Miles* の近似式にて

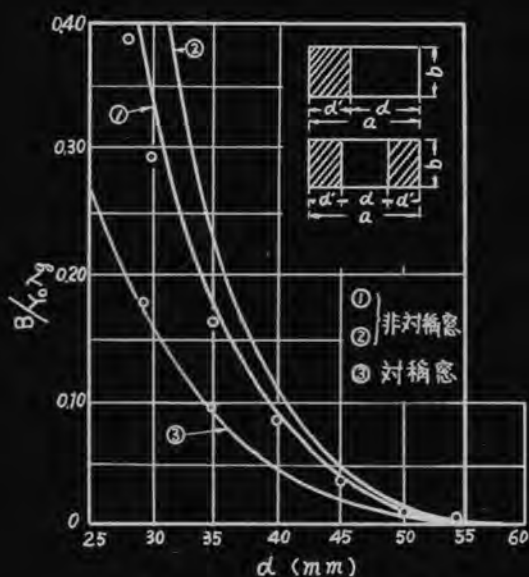
$$\frac{B}{Y_0} = \frac{4b}{\lambda_g} \log \operatorname{cosec} \frac{\pi d}{2b}$$

にて与えられる。○印は $\lambda_g = 10 \text{ cm}$ での実験値であり窓の開き d が小さくサセプタンスが大きくなると近似式では誤差の大きくなる事がわかる。

次にオ3.2図の曲線(1)は非対稱誘導性窓の等価サセプタンスの正確な理論式にて



オ 3.1 図 29×58 mm なる導波管の容量性窓のサセプタンス



オ 3.2 図 29×58 mm なる導波管の誘導性窓のサセプタンス

Waveguide Handbook 51)

$$\frac{X}{Z} = \frac{a}{\lambda_g} \frac{\tan^2 \frac{\pi d}{2a}}{1 + \operatorname{cosec}^2 \frac{\pi d}{2a}} \left\{ 1 + \frac{8\alpha^4 \beta^2 Q}{1 + \alpha^2 + \beta^6 (\beta^4 + 6\alpha^2) Q} \right. \\ \left. + 2 \left(\frac{a}{\lambda} \right)^2 \left[1 - 2 \frac{\alpha^2 + 2\beta^2 \log \beta}{\alpha^4 (1 + \alpha^2)} - \frac{2\alpha^4 \beta^2}{1 + \alpha^2} \right] \right\}$$

$$\text{茲に} \quad \alpha = \sin \frac{\pi d}{2a} \quad \beta = \cos \frac{\pi d}{2a}$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{a}{\lambda} \right)^2}} - 1 \quad \frac{X}{Z_0} = \frac{Y_0}{B}$$

曲線 (2) は近似式にて

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{\lambda_g}{a} \cot^2 \frac{\pi d}{2a} \left(1 + \operatorname{cosec}^2 \frac{\pi d}{2a} \right)$$

又曲線 (3) は対稱誘導性窓に対する Miles の近似式にて

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{\lambda_g}{a} \cot^2 \frac{\pi d}{2a}$$

にて表される。○印は $\lambda_g = 10 \text{ cm}$ での実験値である。実験に使用した窓の厚みは 0.3 mm である。